

Integration eines Fahrzeugniveausensors in ein Gummi-Metall-Lager eines Fahrwerklenkers

genehmigte Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

eingereicht bei der Fakultät Verkehrswissenschaften „Friedrich List“
der Technischen Universität Dresden

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Peter Strähle
geboren am 14. Mai 1975 in Berlin

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. H.-C. Reuss, Universität Stuttgart
Prof. Dr.-Ing. habil. G. Gerlach, Technische Universität Dresden
Dr. rer. nat. R. Altsinger, Volkswagen AG

Tag der Einreichung: 15. Juni 2006
Tag der Verteidigung: 18. Dezember 2006

Veröffentlichungen über den Inhalt der Arbeit sind nur mit schriftlicher Genehmigung der Volkswagen AG zugelassen.

Die Ergebnisse, Meinungen und Schlüsse dieser Dissertation sind nicht notwendigerweise die der Volkswagen AG

Vorwort und Danksagung

Diese Dissertation bildet den erfolgreichen Abschluss meiner Tätigkeit als Doktorand der Abteilung Vorentwicklung Fahrwerk der *Volkswagen AG*, welche in Zusammenarbeit mit und zu großen Teilen an dem Lehrstuhl für Fahrzeugmechatronik des Instituts für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge der *Technischen Universität Dresden* erfolgte.

Die Ergebnisse dieser Arbeit entstanden in enger Kooperation mit der Abteilung Vorentwicklung und elektronische Systeme der *ZF Lemförder Fahrwerktechnik GmbH & Co. KG* im Zusammenhang mit der Entwicklung neuer Fahrzeugniveausensoren.

Für die Betreuung dieser Arbeit bedanke ich mich sehr herzlich bei Herrn Prof. Dr. Hans-Christian Reuss, Inhaber des Lehrstuhls für Kraftfahrzeugmechatronik am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen der *Universität Stuttgart*, ehemals Inhaber des gleichnamigen Lehrstuhls am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge der *Technischen Universität Dresden*. Besonders würdige ich das hohe Vertrauen, welches mir seitens Herrn Reuss und Herrn Dr. Roland Altsinger, Leiter der Abteilung Vorentwicklung Fahrwerk der *Volkswagen AG*, entgegengebracht wurde und mir große Freiheit bei der Gestaltung und Organisation meiner Tätigkeit erlaubte. Beiden danke ich ebenso wie Herrn Prof. Dr. Gerald Gerlach, Inhaber des Lehrstuhls für Festkörperelektronik des Instituts für Festkörperelektronik der *Technischen Universität Dresden*, für die Übernahme der Rolle als Gutachter innerhalb meines Promotionsverfahrens.

Des weiteren gilt mein Dank Herrn Prof. Dr. Metin Ersoy, Leiter der Abteilung Vorentwicklung und elektronische Systeme der *ZF Lemförder Fahrwerktechnik GmbH & Co. KG* sowie seinen Mitarbeitern Herrn Joachim Spratte und Herrn Dr. Michael Klank, ohne deren großes Engagement bei der Entwicklung des im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Sensorprototyps eine Vielzahl der hier vorgestellten Ergebnisse nicht hätten experimentell ermittelt werden können.

Allen Kollegen, die mich bei der Umsetzung meiner Vorhaben unterstützt oder durch kreative Diskussionen inspiriert haben, möchte ich an dieser Stelle ebenfalls ausdrücklich danken. Diese Anerkennung gilt in besonderem Maße auch allen Studenten und wissenschaftlichen Mitarbeitern, die ich als Doktorand betreut habe.

Persönlich bedanke ich mich bei meiner Lebensgefährtin Dr. Alexandra Hofmann und meinen Eltern für ihre tatkräftige und unermüdliche Unterstützung, insbesondere für die Schaffung des notwendigen zeitlichen Freiraums für die Erstellung dieser Dissertation.

Kurzfassung

In zunehmendem Maße werden Kraftfahrzeuge mit Sensoren zur Erfassung des Fahrzeugniveaus, also der Lage des Fahrzeugs relativ zur Straßenoberfläche in Richtung der Fahrzeughochachse, ausgestattet. Informationen zum Fahrzeugniveau werden beispielsweise für die automatische Leuchtweitenregulierung für Gasentladungsscheinwerfer und Fahrwerkregelsysteme benötigt. Mit dem Ziel der Vermeidung wesentlicher Nachteile üblicher Seriensensoren mit Kugelgelenken wurde von der *ZF Lemförder Fahrwerktechnik GmbH & Co. KG* in Zusammenarbeit mit der *Volkswagen AG* und der *Technischen Universität Dresden* ein Fahrzeugniveausensor prototypisch in ein Gummi-Metall-Lager eines Fahrwerklenkers integriert. In diesem mechatronischen System wird mit anisotropen magnetoresistiven (AMR) Sensoren, welche in den Lagerkern integriert sind, die Richtung des Magnetfeldes eines auf der Innenseite der äußeren Lagerhülse angeordneten Permanentmagnetings gemessen. Ein spezielles Design von Mechanik und Magnetfeld erlaubt die Messung der Lagertorsion als Maß für den vertikalen Radweg des entsprechenden Rades weitgehend unabhängig von kardanischen und translatorischen Lagerverformungen.

Diese Dissertation stellt eine Zusammenfassung wesentlicher Inhalte dieses Projektes dar. Einleitend wird die Eignung von Messgröße und Sensorprinzip für die Messung des Fahrzeugniveaus anhand der Anforderungen an Fahrzeugniveausensoren diskutiert und ein optimierter mechanischer Aufbau des Sensorlagers vorgestellt. Den wissenschaftlichen Schwerpunkt dieser Dissertation bildet das Design des Magnetfeldes des erforderlichen Permanentmagneten. Auf der Basis geeigneter Ansätze erfolgt unter Anwendung der Theorie magnetischer Felder die Herleitung eines Feldverlaufs, der ein Optimum hinsichtlich der Unempfindlichkeit gegenüber der sensorischen Erfassung störender Lagerverformungen, der erreichbaren Feldstärke am Sensor, der Signallinearität und der Herstellbarkeit des Permanentmagnetings darstellt. Zu den weiteren Themen dieser Arbeit zählen die Erörterung der verwendeten Sensorelektronik einschließlich der wesentlichen Softwarealgorithmen sowie die Diskussion der experimentell ermittelten Eigenschaften eines Prototyps des Sensorlagers und dessen Komponenten.

Summary

In motor vehicles, information on the position of the vehicle in direction of the vehicle height axis in relation to the road surface is increasingly provided by sensors. This positional information is required for the automatic headlight range control of gaseous discharge headlights and chassis control systems. In cooperation with *Volkswagen AG* and *University of Technology Dresden*, *ZF Lemförder Fahrwerktechnik GmbH & Co. KG* integrated a vehicle height sensor as a prototype in a rubber mount of an axle link with the aim of avoiding the disadvantages of standard sensors using ball joints. In this mechatronic system, the direction of the magnetic field of a permanent magnetic ring placed on the inside of the outer bearing case is measured by anisotropic magnetoresistive (AMR) sensors integrated in the centre of the bearing. The vertical movement of the relevant wheel is measured via the torsion of the rubber mount. The mechanics and the magnetic field were designed in order to get measurements that are not affected by rotational and linear rubber mount distortions.

This thesis works summarizes the key points of this project. The reader will be first introduced to advantages and disadvantages of the measuring quantity and the sensor principle used for measuring the positioning of the vehicle concerning the requirements of vehicle height sensors. In addition, an optimized construction of the sensor rubber mount will be described. The main focus of this work is the design of the magnetic field of the required permanent magnet. While considering adequate approaches, the magnetic field of this magnet is formulated from the theory of magnetic fields. The presented magnetic field is an optimisation in terms of the insensitivity of sensoric measurements towards interferic rubber mount distortions, the field force that can be accomplished at the sensor, the linearity of the signal and the producibility of the permanent magnet ring. Further topics that are addressed in this thesis are the discussion of the used sensor electronic including essential software algorithms and the discussion of the experimentally derived characteristics of the prototype of the sensor rubber mount and its components.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Stand der Technik und Motivation	1
1.2	Beitrag dieser Arbeit	2
1.3	Gliederung der Arbeit	3
2	Allgemeine Betrachtungen zu Fahrzeugniveausensoren	5
2.1	Anforderungen an Fahrzeugniveausensoren	5
2.2	Messgrößen zur Ermittlung des Fahrzeugniveaus	7
3	Aufbau und Funktion eines Sensorlagers.....	13
3.1	Gummi-Metall-Lager.....	13
3.1.1	Aufbau, Eigenschaften und Herstellung	13
3.1.2	Quasistatische und dynamische Verformungen	14
3.2	Auswahl des Sensorprinzips	20
3.3	Eigenschaften und Funktionsweise von AMR-Winkelsensoren	26
3.4	Mechanischer Aufbau und Funktionsprinzip.....	34
4	Auslegung und Optimierung des Permanentmagneten.....	39
4.1	Vorbetrachtungen und Grundlagen.....	39
4.1.1	Vorbetrachtungen zum Sensorlagermagnetfeld	39
4.1.2	Grundlagen der Theorie magnetischer Felder im Sensorlager	41
4.2	Magnetfeld mit parallelen Isoklinen.....	44
4.2.1	Herleitung des Magnetfeldverlaufs im Sensorbereich	45
4.2.2	Eigenschaften des Magnetfeldes im Sensorbereich	47
4.2.3	FEM-Simulation des Magnetfeldes im Sensorbereich.....	50
4.3	Rotationssymmetrisches Magnetfeld (Polring).....	52
4.3.1	Allgemeine Herleitung des Magnetfeldverlaufs im Sensorbereich	54
4.3.2	Optimierung des Magnetfeldverlaufs im Sensorbereich.....	58
4.3.3	Herstellbarkeit des Magneten im Magnetisierungsprozess	65
4.3.4	Magnetfeld im gesamten Sensorlager und bei Magnetherstellung	69
4.3.5	Eigenschaften des Sensorlagermagnetfeldes	75
4.3.6	FEM-Simulation und Vermessung des Sensorlagermagnetfeldes	82

5	Hard- und Software der Sensorelektronik	87
5.1	Struktur der Sensorelektronik	87
5.2	Analoge Konditionierung der Sensorsignale	89
5.3	Digitale Signalverarbeitung im Mikrocontroller	91
5.3.1	Lookup-Table	95
5.3.2	CORDIC-Algorithmus.....	96
6	Eigenschaften eines Sensorlagerprototyps	101
6.1	Signalverlauf, Messbereich und Diagnose	102
6.2	Linearitätsfehler	103
6.3	Messfehler aufgrund quasistatischer horizontaler Radkräfte	105
6.3.1	Labortechnische Messungen am Sensorlager.....	106
6.3.2	Messabweichungen infolge von Radquerkräften	108
6.3.3	Messabweichungen infolge von Radlängskräften.....	111
6.3.4	Zusammenfassung.....	114
6.4	Messfehler aufgrund dynamischer horizontaler Radkräfte	115
6.5	Signalauflösung und vertikale Radgeschwindigkeit	118
7	Zusammenfassung und Ausblick.....	121
	Anhang.....	125
A.1	Messaufbauten	126
A.2	Koordinatensysteme und Funktion atan2	129
A.3	Berechnung der Fourierkoeffizienten des optimalen rotationssymmetrischen Magnetfeldes	129
A.4	Sonderfälle der Herleitung der während des Magnetisierungsprozesses herrschenden magnetischen Feldstärke	132
A.5	Einfluss der Übergangsbedingungen des Magnetfeldes an den beiden radialen Grenzflächen auf den Feldverlauf	134
A.6	Labortechnische Feldvermessung der zur z-Achse symmetrisch angeordneten Magnethalbschalen aus dem Sensorlagerprototyp.....	139
A.7	Schaltplan und Dimensionierung des analogen Teils der Sensorelektronik ...	141
	Abbildungs- und Tabellenverzeichnis	145
	Literaturverzeichnis	147
	Formelzeichen und Abkürzungen.....	154

1 Einleitung

1.1 Stand der Technik und Motivation

Fahrzeugniveausensoren dienen in Kraftfahrzeugen seit einigen Jahrzehnten zur Erfassung der Lage der Fahrbahnoberfläche oder der Räder relativ zum Fahrzeugaufbau¹ gemessen in Richtung der Fahrzeughochachse. Informationen zum Fahrzeugniveau werden derzeit vorrangig für die automatische Leuchtweitenregulierung für Gasentladungsscheinwerfer benötigt, welche in Deutschland seit 1990 (§50 StVZO) und in Europa ab 1998 (ECE-Regelung 48/02) sogar gesetzlich gefordert ist. Das Anwendungsspektrum von Fahrzeugniveausensoren wird sich zukünftig um den Bereich der Fahrwerkregelsysteme, zu denen beispielsweise die Luftfederung sowie die Wank- und Dämpferregelung zählen, mit deren verstärktem Einzug in Personenkraftwagen erheblich erweitern. Zählen Fahrzeugniveausensoren zur Serienausstattung, sind diese auch für eine Vielzahl weiterer Anwendungen von Fahrdynamikregelsystemen bis hin zur Diebstahlwarnanlage kostengünstig nutzbar.

Weltweit ist derzeit bereits mehr als jedes zehnte Neufahrzeug im Pkw-Bereich mit Fahrzeugniveausensoren ausgestattet. Der zukünftig tendenziell weiter ansteigende Anteil an Neufahrzeugen mit diesen Sensoren liegt in Abhängigkeit von der Fahrzeugklasse zum Teil noch im einstelligen, zunehmend jedoch im deutlich zweistelligen Prozentbereich und beträgt bei einigen Fahrzeugtypen bereits 100%.

Für die Erfassung des Fahrzeugniveaus kommen weltweit derzeit fast ausschließlich Drehwinkelsensoren zum Einsatz, welche zur Messung des vertikalen Radweges im Fahrwerk platziert sind. Diese an einem aufbaufesten Fahrzeugteil (Karosserie oder Achshilfsrahmen) montierten Sensoren sind über ein Gestänge mit einem beweglichen Teil der Radaufhängung (Achsenlenker oder Stabilisator) mechanisch verbunden, um dessen vertikale Position relativ zum Aufbau zu messen [1], [2].

Bei den europäischen Automobilherstellern haben sich für die Erfassung des Fahrzeugniveaus Drehwinkelsensoren mit einem berührungslosen Messprinzip durchgesetzt. Marktdominierend sind auf dem Hall-Effekt basierende Sensoren der *AB Elektronik GmbH* sowie nach einem induktiven Verfahren arbeitende Sensoren der *Hella KG Hueck & Co.* Die Sensoren beider Hersteller sind hinsichtlich ihrer mechanischen und teilweise auch elektrischen Schnittstellen weitgehend kompatibel (siehe Abbildung 1.1). Japanische Automobilhersteller verwenden ebenfalls Drehwinkelsensoren, die äußerlich nach demselben mechanischen Prinzip arbeiten. Es handelt sich dabei jedoch vorwiegend um Potentiometer mit Schleifkontakten. Auf dem US-amerikanischen Markt sind neben der europäischen Lösung auch Linearwegsensoren vertreten, welche ebenfalls über Kugelgelenke zwischen einem aufbaufesten und einem bewegten Fahrwerkteil in vertikaler Richtung angeordnet sind. Diese Sensoren arbeiten nach einem berührungslosen Messprinzip basierend auf

¹ Unter dem Begriff des Fahrzeugaufbaus werden die Karosserie einschließlich aller starr mit ihr verbundenen Bauteile zusammengefasst.

bestimmten Eigenschaften von Magnetfeldern, wie beispielsweise der Induktion oder den Wirbelströmen.

links: Sensor von *AB Elektronik* an Vorderachse (*BMW 750*)

rechts: Sensor von *Hella* an Hinterachse (*VW Touran*)

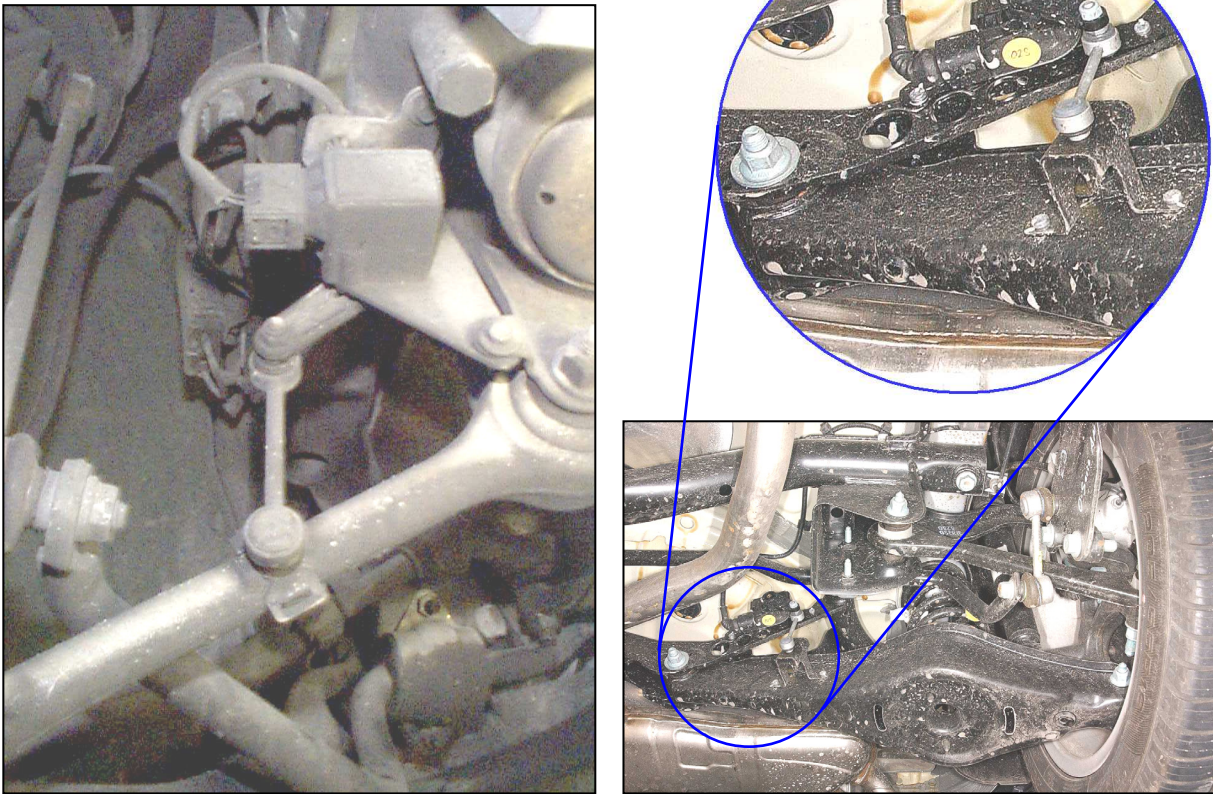


Abbildung 1.1 Fahrzeugniveausensoren europäischer Automobilhersteller

In heutigen Serienfahrzeugen erfahren die Drehwinkel- und Linearwegsensoren zur Messung des Fahrzeugniveaus eine hohe mechanische (Steinschlag, Sand, Eis) und chemische (Salz, Feuchtigkeit) Beanspruchung, was zu kostenintensiven Lösungen führt. Das gilt insbesondere für die Kugelgelenke solcher Sensoren. Aus Bauraumgründen können diese Sensoren zudem häufig nicht optimal im Fahrwerk platziert werden. Damit ergeben sich Einschränkungen hinsichtlich der Funktion oder des Schutzes vor Umwelteinflüssen.

1.2 Beitrag dieser Arbeit

Das Ziel dieser Dissertation ist die Darstellung eines geeigneten mechatronischen Sensor-konzepts zur Vermeidung der in Abschnitt 1.1 genannten Nachteile der heutigen Seriensen-sorik bei mindestens gleichwertiger Sensorperformance. Den Schwerpunkt bildet die Forderung nach einer vollständig berührungslosen Erfassung des Fahrzeugniveaus unter Verzicht auf potenziell mit Kosten und Verschleiß verbundenen Reibpaarungen. Daneben ist eine Platz sparende und vor Umwelteinflüssen schützende Integration des Sensors in ein vorhandenes Bauteil anzustreben.

Um dieses Ziel zu erreichen, wird im Rahmen dieser Dissertation die Möglichkeit der Integration eines Fahrzeugniveausensors in ein Gummi-Metall-Lager eines Pkw-Fahrwerklenkers untersucht. Die Erfassung der Torsion eines solchen Lagers um dessen Rotationsachse als Maß für das Fahrzeugniveau erfolgt über die Messung der torsionsabhängigen Richtung des Magnetfelds eines in das Lager integrierten Permanentmagnetings unter Verwendung anisotroper magnetoresistiver Sensoren.

Einleitend wird die Eignung von Messgröße und Sensorprinzip für die Messung des Fahrzeugniveaus anhand der Anforderungen an Fahrzeugniveausensoren diskutiert und ein optimierter mechanischer Aufbau des Sensorlagers vorgestellt. Den wissenschaftlichen Schwerpunkt dieser Dissertation bildet das Design des Magnetfeldes des erforderlichen Permanentmagneten. Auf der Basis geeigneter Ansätze erfolgt unter Anwendung der Theorie magnetischer Felder die Herleitung eines Feldverlaufs, der ein Optimum hinsichtlich der Unempfindlichkeit gegenüber der sensorischen Erfassung störender Lagerverformungen, der erreichbaren Feldstärke in Sensornähe, der Signallinearität und der Herstellbarkeit des Permanentmagnetings darstellt. Zu den weiteren Themen dieser Arbeit zählen die Erörterung der verwendeten Sensorelektronik einschließlich der wesentlichen Softwarealgorithmen sowie die Diskussion der experimentell ermittelten Eigenschaften eines Prototyps des Sensorlagers und dessen Komponenten.

1.3 Gliederung der Arbeit

Im **Kapitel 2** werden zunächst die Anforderungen an eine Fahrzeugniveausensorik seitens einer automatischen Leuchtweitenregulierung für Gasentladungsscheinwerfer sowie seitens Fahrwerkregelsystemen dargestellt. Auf dieser Basis wird daraufhin die Eignung verschiedenster im Fahrzeug und in dessen Umfeld verfügbarer Messgrößen für die Ermittlung des Fahrzeugniveaus diskutiert und bewertet. An dieser Stelle wird insbesondere auch die Erfassung der Torsion der Gummi-Metall-Lager von Fahrwerkslenkern betrachtet.

Der Aufbau und die Funktionsweise eines solchen Sensorlagers wird in **Kapitel 3** vorgestellt. Nach einem Überblick über den Aufbau, die Eigenschaften und den Herstellungsprozess von Gummi-Metall-Lagern für Fahrwerkslenker werden Art und Umfang der verschiedenen Lagerverformungen diskutiert, die in der Praxis auftreten und daher bei der Sensor konstruktion berücksichtigt werden müssen. Anhand dieser Informationen erfolgt ein Vergleich verschiedener Sensorprinzipien, in dessen Ergebnis die Entscheidung zugunsten einer Verwendung anisotroper magnetoresistiver (AMR) Sensoren für die Messung der Torsion von Gummi-Metall-Lagern fällt. Die Funktionsweise und die Eigenschaften von AMR-Sensoren im Allgemeinen als auch speziell für den prototypisch verwendeten Sensortyp werden daraufhin diskutiert. Den Abschluss von Kapitel 3 bildet die Vorstellung eines optimalen mechanischen Sensorlagerdesigns.

Für das gewählte Design des Sensorlagers erfolgt im **Kapitel 4** die Auslegung und Optimierung des Permanentmagneten, dessen Feldverlauf in Abhängigkeit von der Verformung des Sensorlagers mit den AMR-Sensoren erfasst wird. Anhand der im Kapitel 2 gestellten Anforderungen erfolgt unter Verwendung mehrerer Ansätze die Herleitung geeigneter Magnetfeldformen. Dabei liegt die Herausforderung in der Lösung des

Zielkonflikts zwischen der Signalqualität der AMR-Sensoren hinsichtlich der zu erfassenden Lagertorsion und den verschiedenen gleichzeitig auftretenden Lagerverformungen sowie der an den AMR-Sensoren erreichbaren magnetischen Feldstärke unter der Bedingung einer ökonomischen Herstellbarkeit eines Magneten mit diesem Feldverlauf. Im Vorfeld werden die bei den Herleitungen zu beachtenden Aspekte erarbeitet sowie die erforderlichen Grundlagen der Magnetfeldtheorie vermittelt. Abschließend erfolgt eine Diskussion der Ergebnisse der Herleitungen anhand analytischer Betrachtungen und mittels FEM simulierter Feldverläufe. Außerdem erfolgt anhand labortechnischer Untersuchungen eine qualitative Bewertung des Magnetfelds des Permanentmagnetrings aus einem Prototyp des Sensorlagers bezüglich dessen Sollverlaufs.

Im Fokus von **Kapitel 5** steht der elektronische Teil des Sensorlagers einschließlich der wesentlichen Softwarealgorithmen des verwendeten Mikrocontrollers. So werden einerseits der Entwurf und die Dimensionierung sowie die damit realisierten Eigenschaften der analogen Sensorelektronik vorgestellt. Andererseits werden Möglichkeiten aufgezeigt, anhand welcher Algorithmen eine effiziente Ermittlung der gewünschten Informationen über das Fahrzeugniveau aus den digitalisierten Ausgangssignalen der analogen Sensorelektronik erfolgen kann. Zudem werden Aspekte der Selbstdiagnose berücksichtigt.

Im **Kapitel 6** werden wesentliche Eigenschaften eines Sensorlagerprototyps anhand von Labor- und Fahrzeugmessdaten diskutiert. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Analyse der erreichten Messgenauigkeit. So werden einerseits die Ursachen für den gemessenen Linearitätsfehler erarbeitet. Andererseits wird ausführlich der Einfluss der verschiedenen Lagerverformungen, welche durch die Wirkung horizontaler Radkräfte hervorgerufen werden, auf die Größe des Messfehlers in Abhängigkeit von Größe und Kombination dieser Verformungen beschrieben. Ergänzend werden Aspekte hinsichtlich der Signalauflösung, des Signalverlaufs und der Selbstdiagnose diskutiert.

Abschließend gibt **Kapitel 7** einen zusammenfassenden Überblick über die wichtigsten Erkenntnisse aus dieser Arbeit sowie einen Ausblick über die möglichen zukünftigen Schritte innerhalb der Thematik dieser Dissertation.

2 Allgemeine Betrachtungen zu Fahrzeugniveausensoren

2.1 Anforderungen an Fahrzeugniveausensoren

Die Anforderungen an Fahrzeugniveausensoren variieren in Abhängigkeit vom Fahrzeugsystem, welches die Information zum Fahrzeugniveau benötigt, als auch von der Sensorplatzierung im Fahrzeug. Diese Anforderungen bilden die Grundlage für einen Vergleich möglicher, im Fahrzeug vorhandener Messgrößen zur Erfassung des Fahrzeugniveaus sowie eine Bewertung von Seriensensoren und alternativen Sensorkonzepten.

Ein Teil der Anforderungen ist für alle Fahrzeugniveausensoren *identisch*. So muss grundsätzlich unmittelbar nach dem Anlegen der Versorgungsspannung eine gültige Information zum Fahrzeugniveau vom Sensor übermittelt werden. Eine von Fahrzeugbewegungen abhängige Lernphase ist daher nicht zulässig. Auch ist es in der Regel erforderlich, das Fahrzeugniveau über den gesamten Federweg zu erfassen. Um eine hohe Funktionssicherheit zu gewährleisten und die Erkennung von Fehlern zu vereinfachen, sollten Fahrzeugniveausensoren über eine umfangreiche Eigendiagnose verfügen. Darüber hinaus sind weitere in der Praxis allgemein für Sensoren im Automobilbereich geltende Anforderungen zu erfüllen.

Andere Anforderungen *variieren* mit dem Einbauort im Fahrzeug und sind bei Bedarf entsprechend zu spezifizieren. Das betrifft beispielsweise in erheblichem Maße die **Schockfestigkeit** oder die **elektromagnetische Verträglichkeit** (EMV). Die **Temperatur** kann im gesamten Fahrzeug in der unmittelbaren Sensorumgebung im Bereich **von -40°C bis +85°C** liegen und stellenweise, z.B. in der Nähe des Verbrennungsmotors oder der Abgasanlage, auch signifikant höhere Werte erreichen.

In Abhängigkeit vom System innerhalb des Fahrzeugs, welches die Information zum Fahrzeugniveau benötigt, unterscheiden sich die Anforderungen an Fahrzeugniveausensoren ebenfalls erheblich. Die Auswirkungen einiger Sensoreigenschaften, wie Genauigkeit, Auflösung und Signallaufzeit, unterliegen in Abhängigkeit von der Verwendung der Sensorsignale zudem stark der subjektiven Bewertung durch den Fahrer. Sie lassen sich daher oftmals nicht exakt spezifizieren. Die wesentlichen anwendungsspezifischen Anforderungen der automatischen Leuchtweitenregulierung für Gasentladungsscheinwerfer und einiger Fahrwerkregelsysteme gegenüber Fahrzeugniveausensoren sind im Folgenden zusammengefasst.

Leuchtweitenregulierung für Gasentladungsscheinwerfer

Bei Fahrzeugen mit Gasentladungsscheinwerfern wird die Abstrahlrichtung des Fahrlichtkegels in Abhängigkeit vom Nickwinkel des Fahrzeugs reguliert, um eine weitgehend konstante Leuchtweite zu erreichen. Die Leuchtweitenregulierung erfolgt entweder nur quasistatisch aufgrund einer Beladungsänderung des Fahrzeugs oder zusätzlich auch bei fahrdynamisch verursachten Nickwinkeländerungen, wie sie beispielsweise beim Anfahren

und Bremsen auftreten. Trotz erheblich größerer gesetzlich zugelassener Toleranzen wird durch den Fahrer eine Änderung der Leuchtweite des Abblendlichts ab etwa 10m subjektiv als unkomfortabel bewertet. Eine Leuchtweitenänderung dieser Größe kann durch eine **Änderung des Fahrzeugnickwinkels ab ca. einem zehntel Grad²** hervorgerufen werden. Besonders bei einer dynamischen Regulierung der Leuchtweite kann eine schlechte Signalauflösung der Fahrzeugniveausensoren aufgrund der eingeschränkten Möglichkeiten der Signalfilterung, welche sich aus der geringen zulässigen Signallaufzeit ergeben, auch bei nahezu konstantem Fahrzeugnickwinkel zu unerwünschten Veränderungen der Leuchtweite führen. Erfahrungsgemäß kann eine subjektiv störende Wahrnehmung dieses Effekts durch den Fahrer ausgeschlossen werden, wenn der **Fahrzeugnickwinkel** über die Fahrzeugniveausensorik mit einer **Auflösung** von mindestens einem **hundertstel Grad** erfasst wird.

Wird der Fahrzeugnickwinkel wie in Serienfahrzeugen aus der Differenz der **vertikalen Radpositionen** zwischen Vorder- und Hinterachse ermittelt, muss die Erfassung der vertikalen Radpositionen mit einer **Abweichung von maximal 2mm** und einer **Auflösung von etwa 0,2mm** erfolgen, um bei einem typischen Radstand von etwa 2,5m den diesbezüglich gestellten Anforderungen an den Fahrzeugnickwinkel zu genügen. Das entspricht etwa 1% bzw. 1‰ typischer Radfederwege. Diese Eigenschaften sind seitens der Fahrzeugniveausensorik bei einer quasistatischen Leuchtweitenregulierung zumindest für zulässige Beladungszustände und bei einer dynamischen Leuchtweitenregulierung zusätzlich auch für fahrzeugnickwinkelrelevante Fahrmanöver, wie Beschleunigen oder Bremsen, zu gewährleisten. Bei vertikalen Radpositionen außerhalb dieses Bereichs, also **in der Nähe der oberen und unteren Radfederwegbegrenzung**, ist ein **Vielfaches dieser Messabweichung** vertretbar, da diese Radpositionen nur selten und nur über eine für den Fahrer kaum wahrnehmbare Zeit auftreten.

Die Regulierung der Leuchtweite auf der Basis einer Messung vertikaler Radwege erfordert aufgrund einer langen und unvermeidlichen Toleranzkette eine Endjustage des Gesamtsystems. Diese wird in Serienfahrzeugen in der Regel mechanisch am Scheinwerfer vorgenommen. Ein Offsetabgleich am Sensor ist in diesem Fall nicht notwendig. Die Toleranzkette besteht im Wesentlichen aus Abweichungen des wirksamen Reifenradius³ zuzüglich Bauteil- und Montagetoleranzen im Bereich der Achse und der Sensoren sowie der Scheinwerfer einschließlich seiner Aktoren.

Bei Beschleunigungs- und Bremsvorgängen treten bei Pkw's Nickwinkeländerungen auf, die maximal in der Größenordnung von 10°/s liegen. Um in diesen Situationen Leuchtweitenänderungen von mehr als 10m zu vermeiden, darf die **Signallaufzeit** bei der dynamischen Leuchtweitenregulierung, einschließlich Sensorik, Steuergerät und Aktorik, höchstens in der Größenordnung von **10ms** liegen. Geringe Nickwinkeländerungen aufgrund von Fahrbahnnunebenheiten können in Abhängigkeit von der Fahrzeugabstimmung durchaus eine Größenordnung schneller ablaufen. Eine adäquate Reaktion der Leuchtweitenregulierung bedingt eine Gesamtsystemtotzeit, die maximal in der Größenordnung von 1ms liegt. Diese

² Berechnungsbasis: Scheinwerferanbauhöhe: ca. 0,6m; gesetzliche Grundeinstellung der Hell-Dunkel-Grenze: -1,0 ... -1,5%

³ Ursachen: Reifenabplattung abhängig von radialer Reifenbelastung und Reifendruck sowie Reifendurchmesser abhängig von zugelassenen Baugrößen, Herstellungstoleranzen Verschleiß und Fahrzeuggeschwindigkeit

ist bereits aufgrund der Aktorik derzeit nicht erreichbar und wird daher auch für Fahrzeugniveausensoren nicht gefordert.

Fahrwerkregelsysteme

Fahrwerkregelsysteme wie die Niveau- oder die Dämpferregelung benötigen in Abhängigkeit von deren Ausführungen häufig Informationen über den vertikalen Radweg und zum Teil auch über die vertikale Radgeschwindigkeit einzelner oder aller Räder. Die Anforderungen einer **Niveauregulierung** hinsichtlich Genauigkeit und Auflösung einer Fahrzeugniveausensorik entsprechen maximal denen der Leuchtweitenregulierung. Wie bei der quasistatischen Leuchtweitenregulierung ist die Signallaufzeit der Sensoren für die Niveauregulierung nicht von Bedeutung. Für die **Dämpferregelung** kann neben der Erfassung des vertikalen Radwegs in Abhängigkeit vom Regelalgorithmus, wie beispielsweise bei der so genannten „Sky-Hook-Regelung“, oder dem hydraulischen Aufbau der Dämpfer (z.B. bei Einventildämpfern) die Messung der ebenfalls auf den Fahrzeugaufbau bezogenen **vertikalen Radgeschwindigkeit** im Vordergrund stehen. Diese ist in einem weiten Dynamikbereich von **einigen 10mm/s bis einigen m/s** in einem Frequenzbereich von etwa **0...20Hz** zu erfassen. Um speziell bei Einventildämpfern durch eine zeitlich exakte Ventilansteuerung einen hohen Komfort zu gewährleisten, ist vor allem die korrekte zeitliche Detektierung der Umkehrpunkte der Dämpferkolbenbewegungsrichtung zwingend erforderlich. Für diese Anwendung der Fahrzeugniveausensorik liegt die zulässige **Signallaufzeit** im Sensor deutlich **unter 10ms**. Eine **relative Messabweichung** der vertikalen Radgeschwindigkeit von bis zu **10%** ist dagegen vertretbar.

2.2 Messgrößen zur Ermittlung des Fahrzeugniveaus

Die Erfassung des Fahrzeugniveaus kann theoretisch anhand einer Vielzahl von Messgrößen aus dem Fahrzeug selbst oder dessen Umfeld erfolgen. Diese Messgrößen und die dazugehörigen Messstellen unterscheiden sich zum Teil wesentlich hinsichtlich:

- Anwendungsspezifischer Qualität der Information über das Fahrzeugniveau
- Fahrzeugausführung im Bereich der Fahrzeugniveausensorik (Messstelle)
- Umgebungsbedingungen und ökonomisch erreichbare Lebensdauer
- Notwendiger Fahrzeugmodifikationen

Die Bewertung der Messgrößen erfolgt auf der Grundlage dieser Eigenschaften. Um die Anzahl der Sensoren im Fahrzeug und die Variantenvielfalt aus Kostengründen zu minimieren sind bei der Bewertung die Messgrößen zu bevorzugen, welche potenziell die Anforderungen aller im Abschnitt 2.1 diskutierten Anwendungen, welche Informationen zum Fahrzeugniveau benötigen, erfüllen.

Die Erfassung des Fahrzeugniveaus kann grundsätzlich entweder direkt durch die **Vermessung der Fahrbahnoberfläche** [60], [61], [62], [63], [64], [65], [66], [67] oder indirekt über die Erfassung der Lage von Komponenten des Fahrwerks erfolgen.

Die Messgrößen der ersten Gruppe haben besonders für die Leuchtweitenregulierung den Vorteil, dass keine seitens der Reifen hervorgerufenen Messabweichungen auftreten können. Die für die Dämpferregelung gegebenenfalls benötigte vertikale Radgeschwindigkeit gegenüber dem Fahrzeugaufbau lässt sich aus diesen Messgrößen jedoch nicht oder nur mit unzureichender Qualität ermitteln. Das gilt insbesondere für vorausschauende Sensorsysteme. Da außerdem die Erfassung der Fahrbahnoberfläche nicht im Radaufstandspunkt erfolgt, kann es insbesondere beim stehenden Fahrzeug durch Fahrbahnunebenheiten oder durch sich vor bzw. unter dem Fahrzeug auf der Fahrbahn befindende Objekte, wie beispielsweise andere Fahrzeuge bzw. Wasser, Schnee oder Gegenstände, zu erheblichen Messfehlern kommen. Aus den genannten Gründen ist eine kostengünstige, qualitativ ausreichende Erfassung des Fahrzeugniveaus über eine direkte Abtastung der Fahrbahnoberfläche bislang nicht möglich.

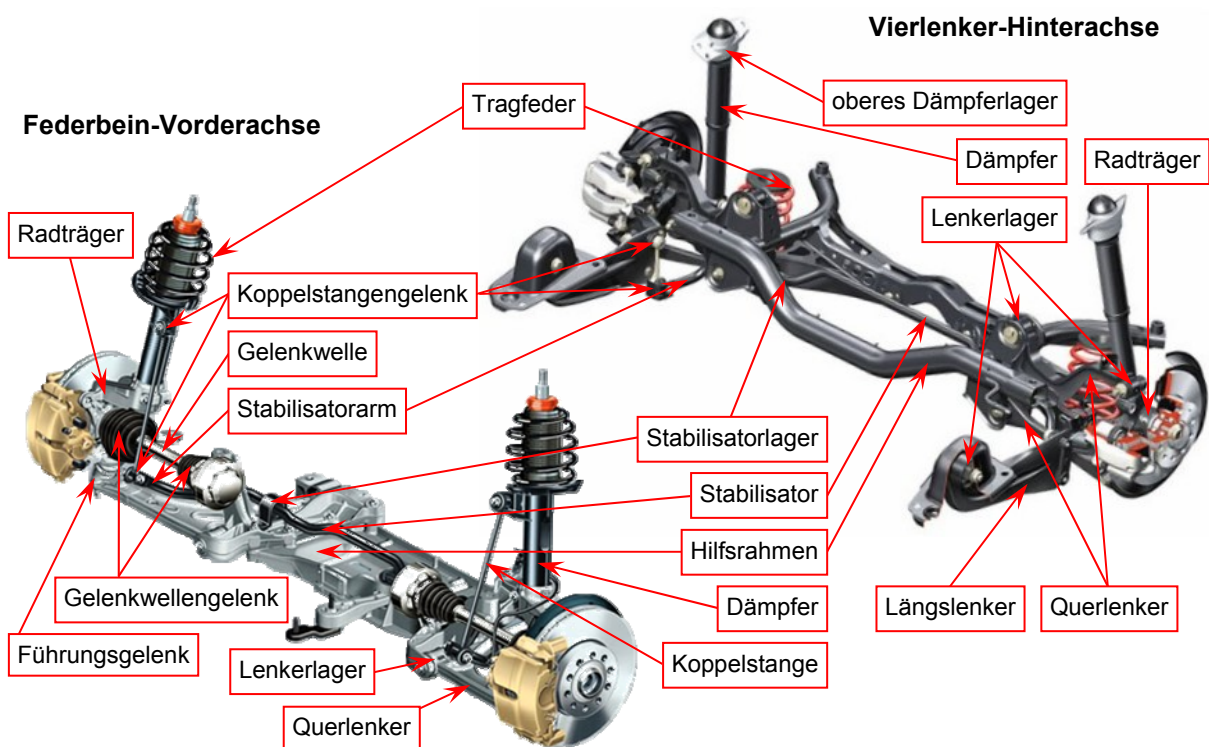


Abbildung 2.1 Analytierte Komponenten eines Pkw-Fahrwerks

Für eine indirekte Erfassung des Fahrzeugniveaus über die Messung des vertikalen Radwegs existieren im Fahrwerksbereich theoretisch eine Vielzahl von Messgrößen, die sich nach Art⁴ und Ort⁵ kategorisieren lassen (siehe Abbildung 2.1).

⁴ Weg (Position), Winkel (Torsion oder Neigung), Kraft, Moment, Druck

⁵ Radträger, Dämpfer, Tragfeder, Stabilisator, Lenker, Gelenkwelle, Gummilager, Gelenk

Die derzeitige Serienlösung lässt sich der Gruppe der Wegmessgrößen zuordnen, welche die translatorische Position einer Fahrwerkskomponente gegenüber dem Fahrzeugaufbau⁶ beschreiben:

- In Serienfahrzeugen wird in der Regel die **Position eines Fahrwerklenkers** [68], [69], [70], [71], [72], [73], [74], [75], [76], [77], [78], [79], [80] erfasst. Besonders bei einer Einzelradaufhängung wird auf diese Weise die vertikale Position des entsprechenden Rades nahezu exakt erfasst. Die Herausforderung seitens des Sensors besteht dabei in der selektiven Detektion des vertikalen Radweges, welche weitestgehend unabhängig von weiteren gleichzeitig auftretenden Lenkerbewegungen erfolgen muss.
- Die in Serienfahrzeugen nur selten (meist aus Packagegründen) umgesetzte Messung der **Stabilisatorarmposition** ist besonders für die Dämpferregelung aufgrund der mechanischen Rückkoppelung durch das gegenüberliegende Rad ungeeignet.
- Eine Messung der **Position der Gelenkwelle** ist aufgrund deren permanenter Rotation während der Fahrt im Vergleich zur Lenkerpositionsmessung deutlich aufwändiger und auch nur bei angetriebenen Achsen möglich.
- Die optimale indirekte Messgröße ist die **Position des Radträgers** oder des Reifens [81] gegenüber dem Aufbau. Allerdings ist insbesondere an der Vorderachse die Erfassung dieser Messgröße mit der geforderten Genauigkeit aufgrund des Lenkeinflusses nur schwer möglich oder sehr kostenintensiv und wird daher verworfen.
- Insbesondere für die Dämpferregelung resultieren aus der geführten und exakt linearen Bewegung des Dämpferkolbens hervorragende Messgrößen. Die teilweise enormen Wege im oberen Dämpfergummilager von einigen Millimetern reduzieren allerdings die Messgenauigkeit für die Leuchtweitenregulierung beträchtlich. Alternativ zur direkten Messung der **Dämpferkolbenposition** [80], [82], [83], [84], [85], [86], [87], [88], [89], [90], [91] ist theoretisch auch die Erfassung des **Gasdrucks im Dämpfer** möglich, welcher jedoch temperaturabhängig ist.
- Die Länge der Tragfeder, welche ebenfalls ein Maß für den vertikalen Radweg ist, lässt sich bei Stahlfedern über die **Tragfedertorsion oder -durchbiegung** [109] erfassen. Das ist nur an bestimmten Stellen der Feder möglich, um nennenswerte Messfehler bei dynamischen Anregungen dieses Feder-Masse-Systems zu vermeiden. Eine Anwendung bei Fahrzeugen ohne Stahlfeder, z.B. bei Luftfederung, ist nicht möglich.
- Im Gegensatz dazu lässt sich die **Länge von Luftfedern** [92], [93], [94], [95], [96], [97], [98], [99], [100], [101], [102], [103], [104], [105] hervorragend unter Ausnutzung des vorhandenen und geschützten Hohlraums innerhalb der Luftfeder erfassen. Dieses Verfahren ist wiederum nur auf Fahrzeuge mit Luftfederung beschränkt.
- Die Ermittlung des Fahrzeugniveaus über die Messung der **Tragfederkraft** [106], [107] ist mit der erforderlichen Genauigkeit aufgrund großer Toleranzen der Federsteifigkeit in der Praxis nicht kostengünstig umsetzbar.

⁶ Alternative: Hilfsrahmen des Fahrwerks

Neben den bisher betrachteten translatorischen Bewegungen der Messobjekte sind auch eine Vielzahl von rotatorischen Fahrwerksbauteilbewegungen ein Maß für das Fahrzeugniveau. Dazu zählen einerseits rotatorische Bewegungen in Lagern und Gelenken und andererseits die Neigung bestimmter Teile des Fahrwerks.

- Für die Messung der **Neigung eines Lenkers, Stabilisatorarms oder der Gelenkwelle** [3], [108], [109], [110], [111], [112], [113], [114] gegenüber dem Aufbau gelten im übertragenen Sinn zunächst die gleichen Bewertungen wie bei der Messung der Position dieser Fahrwerkskomponenten. Die von Neigungssensoren erfasste Beschleunigungsrichtung ist allerdings nicht immer identisch mit der Richtung der Schwerkraft, da diese aufgrund der Fahrdynamik von weiteren Kräften überlagert wird. Außerdem basieren diese Sensoren auf Messverfahren, die für dynamische Anwendungen innerhalb von Fahrzeugniveausensoren zu träge sind. Aus den genannten Gründen erfüllen Neigungssensoren derzeit nicht die an Fahrzeugniveausensoren gestellten Anforderungen.
- Über die Erfassung bestimmter rotatorischer Freiheiten von diversen Gelenken [115], [116], [117] und Lagern im Fahrwerk ist theoretisch ebenfalls eine Bestimmung des Fahrzeugniveaus möglich. Das betrifft beispielsweise die **Rotation des Führungsgelenks und anderer Gelenke von Fahrwerkslenkern**. Besonders an der Vorderachse werden die Gelenkrotationen nicht nur von vertikalen Radbewegungen, sondern teilweise auch durch die Lenkung oder aufgrund fahrdynamisch hervorgerufener Radkräfte verursacht. Hier besteht die Notwendigkeit, die Gelenkbewegungen hinsichtlich ihrer Ursache zu differenzieren, aber auch die Möglichkeit mehrere dieser Größen mit einem einzigen intelligenten Sensor zu erfassen. An der Hinterachse kommen jedoch aus Kostengründen häufig ausschließlich Gummilager anstelle von Lenkergelenken zum Einsatz.

Auch **bei Stabilisatoren** werden zur Kostenoptimierung zum Teil entweder gar keine Koppelstangen (z.B. bei Verbundlenkerachse) oder Koppelstangenvarianten mit Gummilagern statt Gelenken verwendet. Prinzipiell ist die Ermittlung des Fahrzeugniveaus aus der **Verdrehung der Koppelstangengelenke** jedoch möglich. Im Gegensatz zum gleichseitigen Federn beider Räder einer Achse ist beim wechselseitigen Federn aufgrund der dabei auftretenden prinzipbedingten Stabilisatorverwindung die notwendige Messgenauigkeit allerdings meist nicht erreichbar.

Der **Winkel der** nur bei angetriebenen Achsen vorhandenen **Gelenkwellengelenke** lässt sich einerseits technisch nur schwer messen und ist andererseits besonders an der Vorderachse ein vom Lenkwinkel abhängiges Maß für das Fahrzeugniveau.

- Wie die Messung der Verdrehung der Gelenke der Koppelstange ist auch die Erfassung der **Torsion von Gummilagern der Koppelstange des Stabilisators** mit den gleichen Einschränkungen hinsichtlich der Messgenauigkeit möglich.
- Eine Erfassung der im Vergleich dazu noch stärker von der vertikalen Radposition des gegenüberliegenden Rades abhängigen **Verdrehung der Stabilisatorlager** [118] zwischen Stabilisator und Aufbau wird zusätzlich durch die Verwindung des Stabilisators erschwert.

- Wie aus der Verdrehung von Lenkergelenken lässt sich das Fahrzeugniveau auch aus der **Torsion der Gummilager von Fahrwerkslenkern** [119], [120], welche bei allen relevanten Achstypen oft in großer Anzahl vorhanden sind, bestimmen. In Abhängigkeit vom Fahrzeugniveau, von fahrdynamisch hervorgerufenen Radkräften und von Lenkbewegungen treten an diesen Gummilagern, ähnlich wie bei entsprechenden Gelenken, allerdings auch kardanische und translatorische Verformungen auf, welche die Messung der Lagertorsion erschweren.

Die folgenden drei Messgrößen stellen den besten Kompromiss aller im Abschnitt 2.1 gestellten Anforderungen unter Berücksichtigung der technischen Umsetzbarkeit und einer weitgehenden Unabhängigkeit von der Gestaltung des Fahrwerks dar:

- Vertikale Position eines Fahrwerklenkers gegenüber dem Aufbau
- Verdrehung eines Gummilagers eines Fahrwerklenkers
- Position des Kolbens eines Dämpfers

Von diesen drei Varianten wird in der vorliegenden Dissertation ein Fahrzeugniveausensor vorgestellt, der in ein Gummi-Metall-Lager eines Pkw-Fahrwerklenkers integriert ist und die Torsion des Lagers um dessen Rotationsachse erfasst. Die Torsion ist in der untersuchten Anwendung ein Maß für die vertikale Position des entsprechenden Rades gegenüber dem Fahrzeugaufbau. Über diese Messgröße wird die Messung des Fahrzeugniveaus bei geringstem zusätzlichen Bauraum an einer vor Umwelteinflüssen geschützten Stelle im Fahrwerk bei vertretbaren Bauteilmodifikationen in einer auf die Fahrzeuglebensdauer ausgelegten Baugruppe ermöglicht.

3 Aufbau und Funktion eines Sensorlagers

3.1 Gummi-Metall-Lager

3.1.1 Aufbau, Eigenschaften und Herstellung

Gummi-Metall-Lager stellen neben Kugelgelenken die Bindeglieder zwischen den beweglichen Bauteilen eines Pkw-Fahrwerks selbst und dem Aufbau dar [4]. Ihr allgemeiner Aufbau ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Zu den Hauptbestandteilen zählen die innere, auch als Lagerkern bezeichnete, und äußere metallische Lagerhülse und eine dazwischen liegende Gummischicht. Auf der einen Seite wird das Lager über die Außenseite der äußeren Lagerhülse kraftschlüssig mit einem Fahrwerksteil verbunden. Auf der anderen Seite erfolgt eine kraftschlüssige Verbindung des Lagerkerns über seine Stirnflächen mittels einer durch ihn geführten Schraube mit einem weiteren Teil des Fahrwerks oder dem Aufbau.

Je nach Bauform weisen Gummilager aufgrund der Eigenschaften ihrer Gummischicht gezielte Nachgiebigkeiten in den verschiedenen translatorischen und rotatorischen Verformungsfreiheiten auf, mit deren Hilfe die Elastokinematik der Achse eingestellt bzw. beeinflusst wird. Die Ausführungen der Lager unterscheiden sich im Wesentlichen in der Geometrie und den Werkstoffkennwerten des verwendeten Gummimaterials. Das Verhältnis der einzelnen Steifigkeiten kann beispielsweise durch eine oder mehrere im Gummi einvulkanisierte Zwischenhülsen aus Metall oder Kunststoff sowie, bei so genannten Nierenlagern, durch gezielte Unterbrechungen in der Gummischicht beeinflusst werden (siehe Abbildung 3.1). Die Dimensionierung von Gummilagern erfolgt in der Regel als Kompromiss bezüglich des Zielkonflikts zwischen guten fahrdynamischen Eigenschaften und Anforderungen hinsichtlich Komfort und Akustik des Fahrwerks. Aufgrund ökonomischer Gesichtspunkte werden Gummilager anstelle von Gelenken oftmals bevorzugt verwendet.

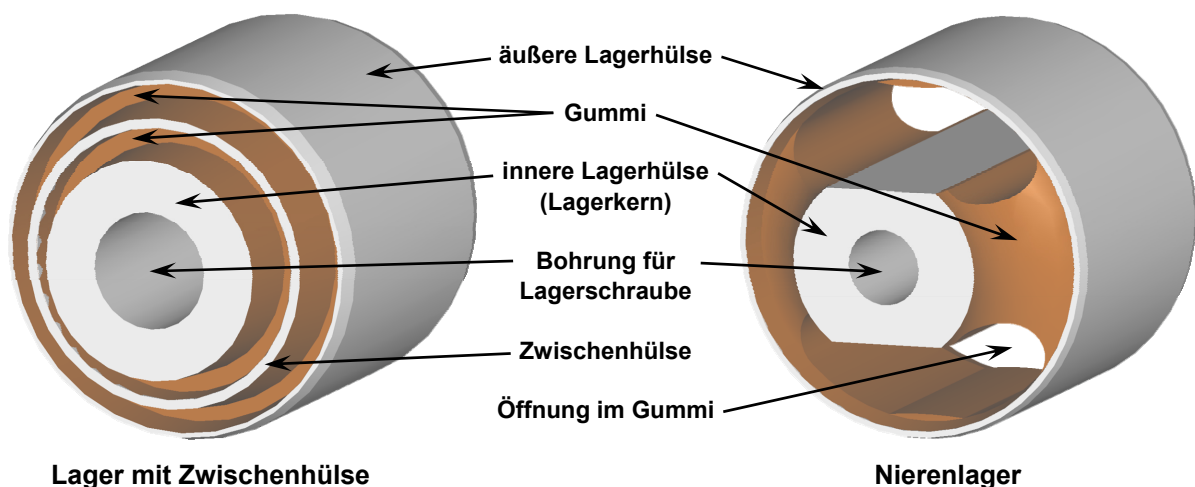


Abbildung 3.1 Allgemeiner Aufbau eines Gummi-Metall-Lagers

Als Gummi-Metall-Verbindung in einem Gummilager bezeichnet man die dauerhaft feste Anhaftung des Gummis an den metallischen Hülzen des Lagers. Um eine solche Verbindung herzustellen, müssen einige Vorbereitungen getroffen werden [4].

Zunächst werden die Metallteile von organischen Rückständen, wie Korrosionsschutz oder Tiefziehfett, befreit. Um anorganische und oxidische Verunreinigungen an der Oberfläche zu entfernen, erfolgt im nächsten Schritt die mechanische Oberflächenaufrauung. Das geschieht in der Regel durch Strahlen mit metallischen Strahlmitteln. Durch diesen Verfahrensschritt wird auch eine beträchtliche Vergrößerung der Metallteiloberfläche erreicht, wodurch eine bessere Haftungsmöglichkeit der nachfolgenden Beschichtung sichergestellt wird. Zum Abschluss wird die Oberfläche noch mit einem Haftvermittler und einer Verbindungsschicht versehen.

Auch der zu verarbeitende Gummi muss einige Vorbereitungsschritte durchlaufen. Im ersten Schritt werden beim „Mastifizieren“ die jeweiligen Mischungsbestandteile in Walz- oder Knetwerken zu einer Kautschukmischung vermengt. Diese wird im zweiten Schritt in Form von Fellen aus der Walze gezogen, an der Luft oder mit Wasser gekühlt und anschließend über einen definierten Zeitraum gelagert.

Zur Vulkanisierung werden die Metallteile in ein verschleißbares Werkzeug eingelegt und der Gummi wird unter konstantem Druck bei der Vulkanisationstemperatur zugeführt. Es tritt eine Vernetzung zwischen der Gummimischung und dem Haftvermittler sowie der Verbindungsschicht auf. Um die bei der Vulkanisierung im Gummi entstandenen Schrumpfspannungen zu reduzieren und die Steifigkeiten des Lagers durch eine gezielte Vorspannung zu justieren, werden zum Schluss durch einen mechanischen Kalibrierprozess gezielt der Außendurchmesser des Lagers reduziert und der Innendurchmesser geweitet.

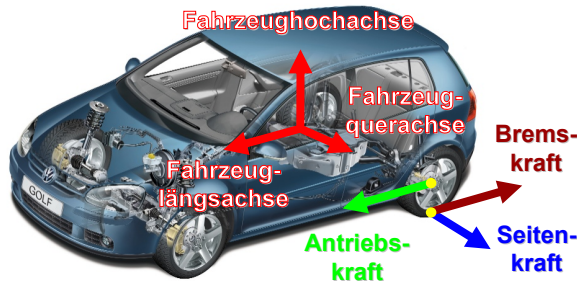
3.1.2 Quasistatische und dynamische Verformungen

In der typischen Einbaulage (siehe Abbildung 3.2c) verdrehen sich die rotationssymmetrischen Gummi-Metall-Lager eines Fahrwerks beim Durchfedern der Räder hauptsächlich um ihre Rotationsachse. Diese als **Lagertorsion** bezeichnete Verformung ist in der Regel weitestgehend unabhängig von horizontalen Radkräften. Horizontale Radkräfte sind alle Kräfte, die zwischen Rad und Fahrbahn in horizontaler Richtung, also senkrecht zur Fahrzeughochachse, wirken. Es handelt sich dabei um Antriebs-, Brems- und Seitenkräfte, die gemäß Abbildung 3.2a im Radaufstands- oder Radmittelpunkt angreifen. Bezogen auf den gesamten Radfederweg ergibt sich in Abhängigkeit von Typ und Geometrie der Achse und vom betrachteten Lagerpunkt ein Torsionsbereich des Lagers von typischerweise $\pm 10^\circ$ bis $\pm 20^\circ$.

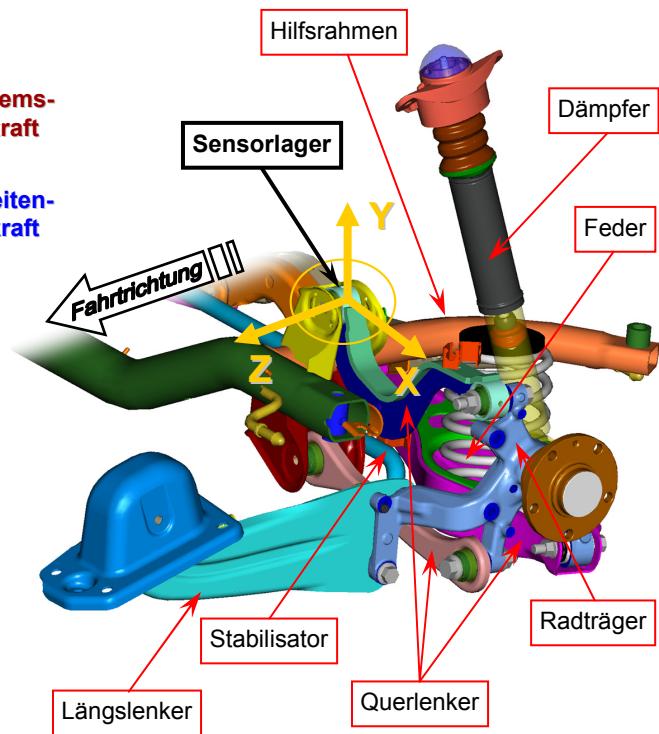
Die sensorische Erfassung der Lagertorsion als Maß für die vertikale Position des entsprechenden Rades wird durch weitere zahlreiche Lagerverformungen erheblich erschwert. Prinzipiell besitzt jedes Gummilager den **Freiheitsgrad** sechs, welcher sich aus je drei translatorischen und rotatorischen Freiheiten hinsichtlich der Verformung des Lagers zusammensetzt. Eine translatorische Lagerverformung kann sowohl radial in Richtung der x-Achse und der y-Achse sowie in axialer Richtung entlang der z-Achse erfolgen (siehe Abbildung 3.2b und c). Neben der Lagertorsion um die z-Achse kann eine rotatorische

Verformung des Lagers auch um die x-Achse sowie um die y-Achse erfolgen, welche als kardanische Verformungen bezeichnet werden.

a) Wirkung horizontaler Radkräfte



c) Achsgeometrie für linkes Hinterrad des Versuchsfahrzeugs



b) Achskinematik für linkes Hinterrad des Versuchsfahrzeugs

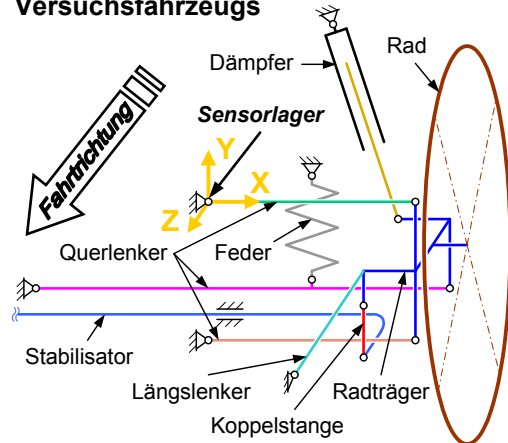


Abbildung 3.2 Hinterachskinematik und -geometrie einschließlich Sensorlagerposition sowie Wirkung horizontaler Radkräfte im Versuchsfahrzeug

Die Beschreibung der Lagerverformungen erfolgt gemäß Abbildung 3.2b und c anhand eines lenkerfesten⁷ kartesischen **Koordinatensystems**, dessen Ursprung im Lagermittelpunkt liegt. Die z-Achse bildet die Rotationsachse des entspannten⁸ Lagers. Die x-Achse verläuft bei einem Fahrwerkslenker mit zwei Lagerpunkten entlang der Verbindungslinie der Mittelpunkte beider Lager, welche hier auch als Lenkerlängsachse bezeichnet wird. Orthogonal zu diesen beiden Achsen liegt die im Folgenden auch Lenkerquerachse genannte y-Achse. In diesem lenkerfesten Koordinatensystem werden die Lagerverformungen anhand der Abweichung der Lage des achshilfsrahmenfesten Lagerkerns gegenüber dessen Lage im entspannten Zustand des Lagers beschrieben. Der Übergang vom entspannten zum verformten Gummilager erfolgt anschaulich zunächst durch eine schrittweise Verdrehung der aufbaufesten Lagerhülse um die einzelnen Achsen des Koordinatensystems entsprechend der Größe der rotatorischen Lagerverformungen sowie eine anschließende Translation

⁷ Ein lenkerfestes wird einem achshilfsrahmenfesten Koordinatensystem vorgezogen, damit die durch beliebige konstante Lagerkräfte hervorgerufenen drei Komponenten der translatorischen Verformungen jedes Lagers entlang der drei Achsen des Lenkerkoordinatensystems unabhängig von der Größe rotatorischer Lagerverformungen sind. Das gilt insbesondere für Lenker mit nur zwei Lagern und damit genau zwei Kraftangriffspunkten.

⁸ Ein Gummilager gilt in diesem Zusammenhang als entspannt, wenn es keinen äußeren Kräften und Momenten ausgesetzt ist.

entlang der lenkerfesten Koordinatenachsen gemäß der Größe der translatorischen Lagerverformungen. Dabei wird folgende **Reihenfolge der Rotationsschritte** verwendet⁹:

- 1) Kardanische Verformung um die y-Achse
- 2) Lagertorsion um die z-Achse
- 3) Kardanische Verformung um die x-Achse

Nur durch diese Rotationsreihenfolge wird erreicht, dass durch kardanische Lagerverformungen die Lage des Lenkers in Richtung der Fahrzeughochachse und damit auch die vertikale Radposition¹⁰ nicht beeinflusst wird. Dadurch erleichtert sich eine spätere Fehlerdiskussion.

Ein Gummi-Metall-Lager wird in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition und den horizontalen Radkräften oftmals gleichzeitig in der Mehrzahl seiner Freiheiten verformt, was eine messtechnische Erfassung der Lagertorsion besonders stark erschwert. Dabei können die einzelnen **kardanischen Verformungen** sich durchaus über einen Bereich von $\pm 5^\circ$ bis $\pm 10^\circ$ erstrecken und damit nahezu die Größe der Lagertorsion erreichen. **Translatorische Lagerverformungen** liegen in Abhängigkeit von der Lagersteifigkeit und den wirkenden Lagerkräften in der Größenordnung weniger hundert Mikrometer bis einiger Millimeter. Da die kardanischen und translatorischen Lagerverformungen die Messung der Lagertorsion behindern, werden sie im Weiteren auch als Störgrößen oder Störbewegungen bezeichnet. Beim Sensordesign ist besonders zu beachten, dass durch die Sensorelektronik eine Korrektur eines durch Störgrößen hervorgerufenen Messfehlers grundsätzlich nur hinsichtlich dessen Abhängigkeit von der vertikalen Radposition und demzufolge nicht bei einer Verursachung durch horizontale Radkräfte möglich ist. Für die Integration einer Fahrzeugniveausensorik sind steife Lager besonders geeignet, da bei diesen vor allem die translatorischen Störbewegungen im Verhältnis zur Lagertorsion vergleichsweise klein sind.

Das Ziel dieser Arbeit liegt u.a. in der Erarbeitung einer geeigneten Konstruktion und Dimensionierung des Sensorlagers, um eine exakte und von den zumeist gleichzeitig auftretenden Störbewegungen im Lager weitestgehend unabhängige Messung der Lagertorsion zu ermöglichen. Für die Wahl eines geeigneten Sensorprinzips zur Messung der Lagertorsion, vor allem aber für ein optimales Design des Sensors und seiner Elemente ist eine umfassende Kenntnis von Größe und Ursache der verschiedenen Arten der Lagerverformungen von entscheidender Bedeutung. Aus diesem Grund wurden die Verformungen eines für die Integration eines Fahrzeugniveausensors geeigneten Gummi-Metall-Lagers einer Vierlenker-Hinterachse (siehe Abbildung 3.2b und c) ermittelt¹¹, mit dem Ziel, dieses Lager in einem Versuchsfahrzeug mit dieser Achse zur Validierung des Sensorkonzepts prototypisch durch ein Sensorlager zu ersetzen. Bedingt durch die Achskonstruktion ist der Lagerkern dieses Lagers fest mit dem aufbaufesten Achshilfsrahmen und die äußere Lagerhülse mit einem Fahrwerksquerlenker verbunden.

⁹ Das Ergebnis der drei rotatorischen Lagerverformungen kann ebenso veranschaulicht werden, wenn bei umgekehrter Reihenfolge der Rotationsschritte die Rotation um die Achsen eines im entspannten Lager äquivalenten achshilfsrahmenfesten Koordinatensystems erfolgt.

¹⁰ Das gilt zumindest seitens des Lenkers. Rotatorische Bewegungen des Radträgers können hier nicht berücksichtigt werden, führen jedoch unabhängig davon auch bei unveränderter Lage des Lenkers zu einer Veränderung der vertikalen Radposition.

¹¹ Die Temperaturabhängigkeit der Lagerkennungen wurde dabei vernachlässigt.

Informationen über die zu erwartenden Verformungen dieses Lagers lagen *einerseits* in Form einer quasistatischen **Simulation der Achskinematik** eines Mehrkörpersimulationstools vor. Die Resultate dieser Simulation sind in den Diagrammen von Abbildung 3.3 dargestellt. Die Diagramme zeigen die Größe (jeweils einer Komponente) der Lagerverformung in all jenen Freiheiten des Lagers, die die Messung der Lagertorsion behindern und deshalb auch als Störgrößen bezeichnet werden. Die Simulationsergebnisse sind in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition sowohl für den horizontalkraftfreien Fall als auch unter dem Einfluss jeweils einer Antriebs-, Brems- oder Seitenkraft von je $\pm 5\text{kN}$ dargestellt und entsprechend farblich gekennzeichnet.

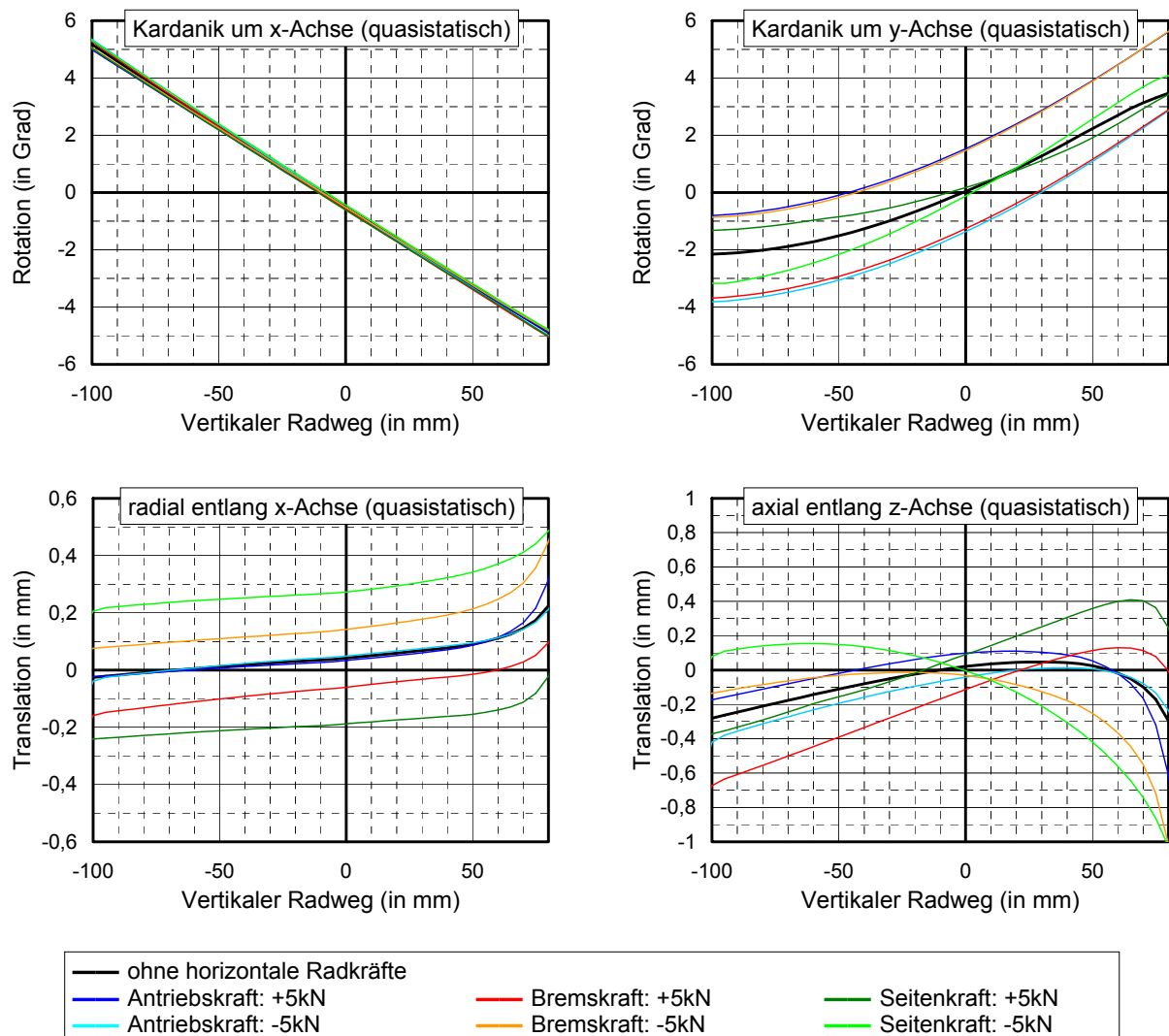


Abbildung 3.3 Simulation der Sensorlagerverformungen (quasistatisch)

Andererseits erfolgte eine **Messung der Verformungen dieses Lagers auf einem Halb-achsprüfstand** bei quasistatischer und dynamischer Anregung des untersuchten Rades. Der dabei verwendete Versuchsaufbau zur Messung aller sechs Freiheiten der Lagerverformung ist im Anhang A.1 in Abbildung A.1 auf Seite 126 dargestellt und in [57] ausführlich dokumentiert. Die wesentlichen Messergebnisse sind in Abbildung 3.4 in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition dargestellt. Die Diagramme zeigen den Verlauf der Störgrößen

sowohl für eine quasistatische horizontalkraftfreie Anregung als auch für eine realitätsnahe starke dynamische Anregung, die eine reale Messfahrt eines Versuchsfahrzeugs anhand der dabei gewonnenen Messwerte am Prüfstand durch die Wirkung entsprechender dreidimensionaler Radkräfte nachbildet. Die ungebremsten und gebremsten Anteile des dynamischen Fahrprofils wurden aufgrund notwendiger Abweichungen in der Prüfstandskonfiguration separat untersucht und im linken bzw. rechten Teil von Abbildung 3.4 abgebildet.

Die Darstellungen der Lagerverformungen in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition (vergleiche Abbildung 3.3 und Abbildung 3.4) und von der Torsion des Sensorlagers sind einander qualitativ äquivalent, da beide Bezugsgrößen nahezu proportional zueinander sind. Durch die kinematischen Eigenschaften der Hinterachse des Versuchsfahrzeugs entspricht eine **Torsion des Sensorlagers** um 1° einer Änderung der vertikalen Position des Rades von 6,03mm. Da die Achskinematik einen vertikalen Radweg von insgesamt weniger als 180mm (siehe Abbildung 3.3 und Abbildung 3.4) zulässt, liegt die zu messende Lagertorsion in einem Bereich von höchstens 30° . Dieser Bereich bildet die Grundlage für die Dimensionierung der Lagersensorik.

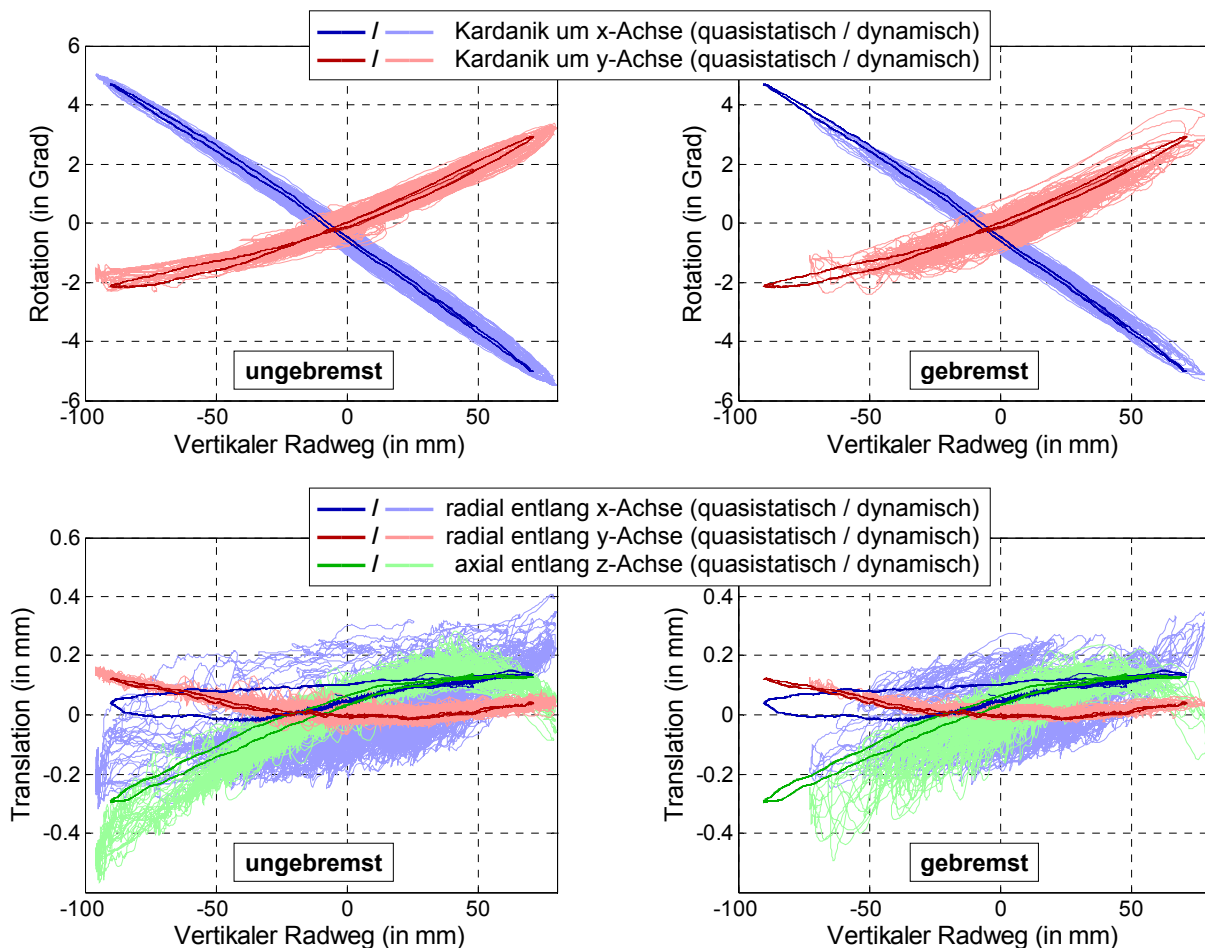


Abbildung 3.4 Messung der Sensorlagerverformung am Halbachsprüfstand

Die Größe der einzelnen, gemäß der verbleibenden fünf Verformungsfreiheiten des Lagers möglichen, Lagerstörbewegungen variiert unterschiedlich stark in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition oder den horizontalen Radkräften.

Wie die beiden oberen Diagramme in Abbildung 3.3 und Abbildung 3.4 zeigen, treten **kardanische Verformungen des Sensorlagers** vorwiegend in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition auf und werden nur in einem geringeren Maße durch horizontale Radkräfte hervorgerufen.

Das gilt insbesondere für die Lagerkardanik um die Längsachse des Lenkers (x-Achse), also um die Verbindungslinie der Mittelpunkte beider Lager des Lenkers. Diese Längskardanik, welche eine Größe von etwa $\pm 5^\circ$ erreichen kann, ist in grober Näherung proportional zur nicht einmal dreimal so großen Lagertorsion. Unter Berücksichtigung dieser Proportionalität beim Design des Sensorlagers lassen sich die Auswirkungen der vergleichsweise enormen Größe der Längskardanik wirksam begrenzen. Abweichungen von der Proportionalität zwischen Lagertorsion und Längskardanik werden fast ausschließlich durch eine dynamische Achsanregung aufgrund der Massenträgheit des Lenkers hervorgerufen und erreichen eine nicht kompensierbare Größe von nur etwa $\pm 0,5^\circ$ (siehe obere Diagramme von Abbildung 3.4).

Der von der vertikalen Radposition abhängige Anteil der kardanischen Verformung des Lagers um die y-Achse liegt etwa zwischen -2° und $+3^\circ$ und ist damit nur etwa halb so groß wie die Kardanik um die Lenkerlängsachse (x-Achse). Sie steht aber in einem nichtlinearen Zusammenhang mit der Lagertorsion und ist daher schwieriger kompensierbar. Radlängskräfte, also Antriebs- und Bremskräfte, führen gemäß des oberen rechten Diagramms aus Abbildung 3.3 zu einer moderaten, aber dennoch signifikanten Beeinflussung der kardanischen Verformung um die y-Achse von theoretisch teilweise mehr als $\pm 1,5^\circ$. Laut diesem Diagramm gilt diese Aussage in einem geringeren Maße und in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition auch für Radseitenkräfte. Bei der Nachbildung des dynamischen Fahrprofils auf dem Halbachsprüfstand ist der von der vertikalen Radposition unabhängige Anteil dieser kardanischen Lagerverformung gemäß der kleineren herrschenden Kräfte etwas geringer und bewegt sich in einem Bereich von ca. $\pm 1^\circ$. Unter realitätsnahen Bedingungen ist etwa ein Drittel der maximalen kardanischen Verformung um die y-Achse nicht durch die Sensorelektronik kompensierbar. Die absolute Größe dieses Anteils ist etwa doppelt so groß wie der unkompensierbare Anteil der Lagerkardanik um die Längsachse des Lenkers.

Im Gegensatz zu rotatorischen zeigen **translatorische Verformungen des Sensorlagers** eine starke Abhängigkeit gegenüber horizontalen Radkräften und werden nur in geringem Maße von der vertikalen Radposition beeinflusst. Entsprechend der unteren Diagramme von Abbildung 3.3 führen vor allem im Radaufstandspunkt angreifende Kräfte, also Radseiten- und Bremskräfte, zu starken radialen und axialen Lagerverformungen von einigen zehntel Millimetern. Da der hier betrachtete Lenker, wie in Abbildung 3.2b und c dargestellt, nur zwei Lagerpunkte und damit auch nur zwei Kraftangriffspunkte besitzt, kann dieser Lenker, aufgrund der konstruktiv bedingten und gewünschten hohen rotatorischen Elastizität seiner Gummilager, nennenswerte Kräfte ausschließlich entlang der Lenkerlängsachse (x-Achse) übertragen. Aufgrund dieser Tatsache lassen sich einige wesentliche qualitative Aussagen über den Verlauf der translatorischen Lagerverformungen treffen:

- *Erstens* kann eine Lenkerlängskraft prinzipiell keine radiale Lagerverformung entlang der y-Achse verursachen. Radiale Verformungen in dieser Richtung besitzen daher eine völlig vernachlässigbare Größe.

- *Zweitens* zeigen radiale Lagerverformungen entlang der Lenkerlängsachse (x-Achse) aus diesem Grund, nahezu unabhängig von der vertikalen Radposition, gegenüber Lenkerlängs Kräften eine direkte, nur über die radiale Lagersteifigkeit definierte Abhängigkeit. Diese Kräfte werden vorwiegend durch Radseiten-, aber auch Bremskräfte und nur in einem kleinen Umfang in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition über die Aufbaufederkraft sowie in Abhängigkeit von der vertikalen Radgeschwindigkeit über die Dämpferkraft hervorgerufen.
- *Drittens* haben axiale Lagerverformungen entlang der z-Achse quasi die gleichen Ursachen wie radiale Verformungen entlang der Lenkerlängsachse (x-Achse). Sie bedingen jedoch zusätzlich die Anwesenheit einer möglichst starken Lagerkardanik um die y-Achse, um eine entlang der Fahrzeuginnenachse (identisch mit der z-Achse des entspannten Lagers) wirksame Komponente der Lenkerlängskraft hervorzurufen.

Die in den unteren Diagrammen von Abbildung 3.4 dargestellten translatorischen Lagerverformungen, die am Halbachsprüfstand bei quasistatischer und dynamischer Anregung gemessen wurden, weisen zum Teil erhebliche qualitative Abweichungen gegenüber der Simulation (siehe untere Diagramme von Abbildung 3.3) auf. Das gilt insbesondere für die Abhängigkeit dieser Störgrößen von der vertikalen Radposition. Die Ursache für diese Abweichungen liegt in einer geringen, aber unerwünschten, vom vertikalen Radweg abhängigen Bewegung der Messanordnung relativ zum Lagermittelpunkt. Diese wird aufgrund der Verformung des Hilfsrahmens der Fahrzeugachse im Bereich des Sensorlagers hervorgerufen und konnte konstruktiv leider nicht vollständig vermieden werden. Aus den Messergebnissen können daher nur Aussagen über die Veränderung der translatorischen Lagerverformungen aufgrund dynamischer horizontaler Radkräfte anhand der Differenz zwischen den dynamischen und den horizontalkraftfreien quasistatischen Messungen abgeleitet werden.

Diese Differenz ist für radiale Verformungen des Sensorlagers entlang der y-Achse erwartungsgemäß von vernachlässigbarer Größe. Auch der durch dynamische horizontale Radkräfte hervorgerufene Anteil der radialen Lagerverformungen entlang der Lenkerlängsachse (x-Achse) deckt sich qualitativ und quantitativ mit den für quasistatische Bedingungen simulierten Werten. Er bewegt sich laut der unteren Diagramme von Abbildung 3.4 typischerweise in einem Bereich von $\pm 0,3\text{mm}$. Allein der durch horizontale Radkräfte verursachte dynamische Anteil der gemessenen axialen Lagerverformung ist mit etwa $\pm 0,2\text{mm}$ geringer als seitens der Simulation unter quasistatischen Bedingungen erwartet wurde. Die Ursache dafür wird einerseits in einer signifikanten Abweichung der axialen Lagersteifigkeit des bei den Messungen verwendeten Prototyps des Sensorlagers und andererseits in Unzulänglichkeiten innerhalb des Simulationsmodells vermutet. Unter den gegebenen Umständen ist für die Festlegung des Sensorlagerdesigns sicherheitshalber von einer größeren, der Simulation entsprechenden axialen Lagerverformung mit einem Betrag von bis zu 1mm auszugehen.

3.2 Auswahl des Sensorprinzips

Eine wesentliche Voraussetzung für die erfolgreiche Integration eines Fahrzeuginnenniveausensors in ein Gummi-Metall-Lager eines Pkw-Fahrwerklenkers liegt in der Verwendung

eines geeigneten Sensorprinzips. Gemäß Abschnitt 1.2 soll die Erfassung der Lagertorsion vollständig berührungslos, d.h. unter Verzicht auf zusätzliche Reibpaarungen erfolgen, da diese potenziell mit Kosten und Verschleiß verbunden sind.

Abbildung 3.5 gibt einen Überblick über die wesentlichen **Restriktionen**, die bei der Auswahl des Sensorprinzips zu beachten sind. Danach sind neben den Anforderungen aus Abschnitt 2.1 u.a. auch Aspekte aus den Bereichen Ökonomie, Kundenakzeptanz und Handling, aber auch die Aussagen zur Lagerverformung aus Abschnitt 3.1.2 zu berücksichtigen. Eine besondere Beachtung gilt den erheblichen mechanischen Einschränkungen, die insbesondere den Bereich des Lagergummis und den Bauraum des Lagers betreffen. So darf die Integration eines Fahrzeugniveausensors in ein Gummi-Metall-Lager zu keiner Einschränkung der mechanischen Funktion oder der Lebensdauer des Lagers führen. Damit sind konstruktive Modifikationen qualitativer Art im Bereich der Gummischicht nahezu ausgeschlossen. Außerdem muss die Lagerkonstruktion weiterhin kompatibel mit dem in Abschnitt 3.1.1 beschriebenen Vulkanisierungs- und Kalibrierprozess sein. Modifikationen im Bereich des Lagerkerns oder der äußeren Lagerhülse dürfen weder deren mechanische Festigkeit beeinträchtigen noch zu einer qualitativen Veränderung der mechanischen Schnittstellen zu den Nachbarbauteilen des Lagers führen. Eine Lagervergrößerung ist zu vermeiden oder zumindest vor allem hinsichtlich Gesamtlänge und -durchmesser auf ein Minimum zu beschränken, um keine Mehrung der Varianten der angrenzenden Bauteile hervorzurufen.

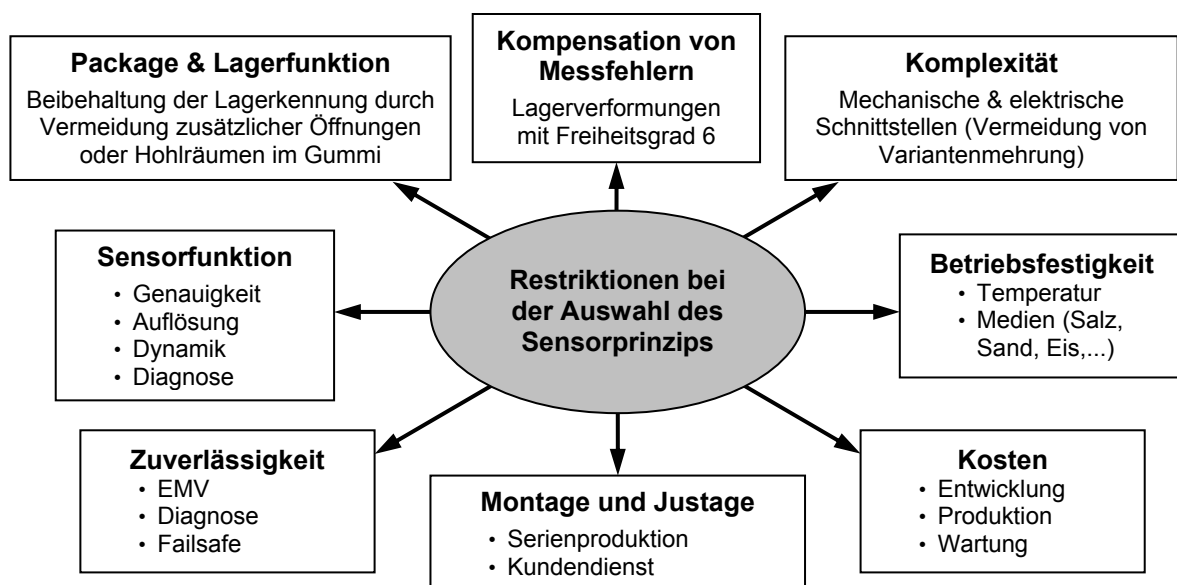


Abbildung 3.5 Restriktionen bei der Auswahl des Sensorprinzips

Grundsätzlich sind **inkrementale Messprinzipien** für Fahrzeugniveausensoren ungeeignet, da gemäß Abschnitt 2.1 unmittelbar nach dem Anlegen der Versorgungsspannung, auch ohne eine Veränderung der vertikalen Radposition, ein gültiger Messwert vorliegen muss.

Ein Vergleich verschiedener **Sensorklassen** (siehe Abbildung 3.6) führt zu dem Ergebnis, dass **Magnetfeldsensoren** für die zu erfüllende Messaufgabe potenziell am geeignetsten sind [53], [5], [6], [7], [8], [9]. Bei einer meist sehr geringen Baugröße der Sensorelemente ist eine berührungslose Messung des Magnetfeldes eines Permanentmagneten auch in einer

elektromagnetisch gestörten Messumgebung, wie sie im Kraftfahrzeug herrscht, in ausreichender Qualität möglich. Aufgrund der enormen mechanischen Störbewegungen im Lager ist für die Ermittlung der Lagertorsion die Messung der Magnetfeldrichtung besonders geeignet.

Bei **induktiven Sensoren** ist neben dem großen Platzbedarf eine oft bestehende Empfindlichkeit gegenüber den Störbewegungen des Lagers von Nachteil. Induktive Sensoren sind typischerweise als Linearwegsensor und nur selten als Drehwinkelsensor konzipiert. Die starke Temperaturabhängigkeit sowie die ungünstigen Bauraumanforderungen (Hohlräume notwendig) sprechen gegen die Verwendung von **optischen Sensoren** im Gummilager. **Kapazitive Sensoren** zeigen eine hohe Empfindlichkeit gegenüber Störbewegungen im Lager, welche nur unter großem Aufwand zu kompensieren sind. Die hohen Impedanzen führen bei den geringen Kapazitäten zu enormen EMV-Problemen.

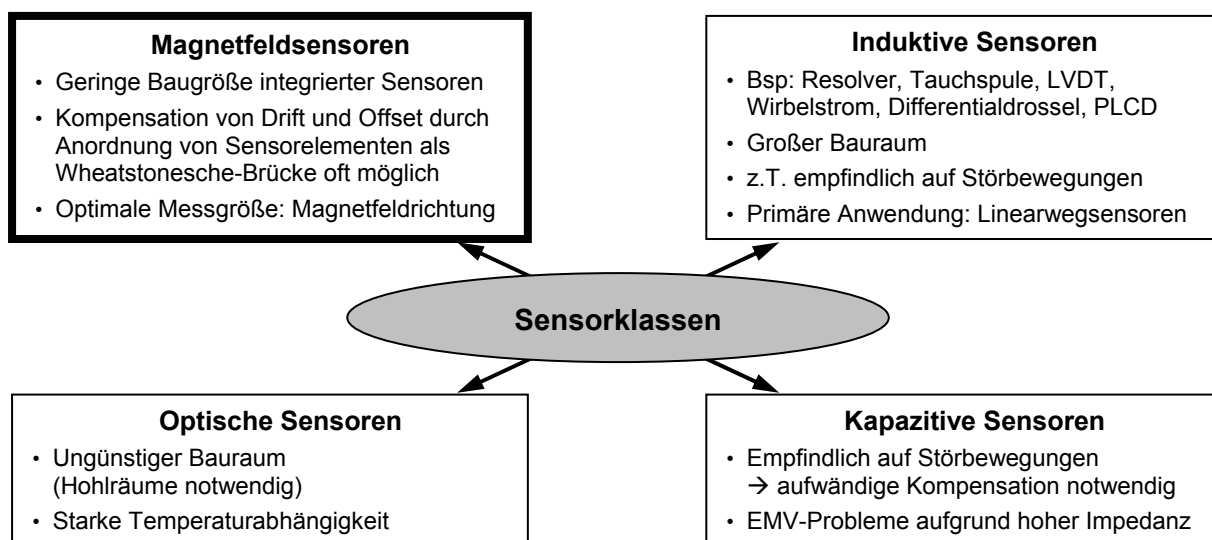


Abbildung 3.6 Vergleich der Eigenschaften von Sensorklassen

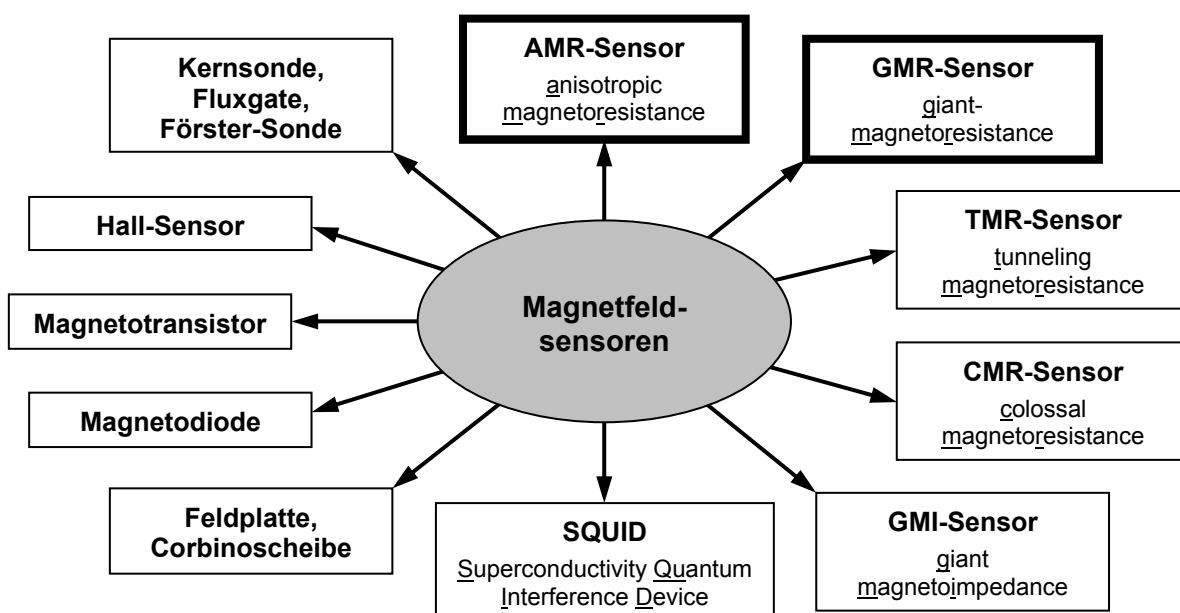


Abbildung 3.7 Ausführungen von Magnetfeldsensoren

Für die **Messung eines Magnetfeldes** existieren eine Vielzahl von Sensoren (siehe Abbildung 3.7), die sich in ihren Eigenschaften zum Teil deutlich unterscheiden. Diese Sensoren basieren sehr häufig auf einem magnetoresitiven Effekt, also einer Beeinflussung des elektrischen Widerstandes innerhalb des Sensors durch ein Magnetfeld. Wie die folgende Diskussion zeigt, sind jedoch die wenigsten Magnetfeldsensoren für die Erfassung der Richtung eines durch einen Permanentmagneten erzeugten Magnetfeldes oder für die Integration in ein Gummi-Metall-Lager eines Pkw-Fahrwerklenkers geeignet:

Halbleitersensoren

Hall-Sensoren basieren wie viele Magnetfeldsensoren auf der Wirkung einer Kraft auf bewegte Ladungsträger im Magnetfeld (Lorentz-Kraft) [14], [11], [12], [16], [17], [15], [13], [14], [5], [18], [19], [20], [10], [8], [6]. Die Entstehung der so genannten Hall-Spannung an den Rändern eines stromdurchflossenen elektrischen Leiters durch die Ablenkung der Ladungsträger proportional zu einem äußeren Magnetfeld wird als Hall-Effekt¹² bezeichnet. Dieser ist in Halbleitern aufgrund deren geringer Ladungsträgerdichte bei gleichzeitig hoher Ladungsträgerbeweglichkeit besonders stark und ermöglicht in Abhängigkeit von der Sensorausführung die Magnetfeldmessung im Bereich von 0,1mT bis 100T. Durch eine Integration eines Hall-Sensors in so genannte **FET-Hall-Sensoren (MAGFET)** kann sogar die Dicke des Kanalgebiets zwischen Source und Drain des Feldeffekttransistors und damit die Dicke des Hall-Elements durch die Drain-Source-Spannung modifiziert werden, wodurch sich die Empfindlichkeit des Sensors einstellen lässt. Trotz der linearen Kennlinie sind Hall-Sensoren für die Messung der Magnetfeldrichtung nur bedingt geeignet, da mit ihnen nur die Größe einer bestimmten Feldkomponente erfasst werden kann. Besonders temperatur- oder alterungsbedingte Änderungen der Magnetfeldstärke von Permanentmagneten, aber auch die große Temperaturabhängigkeit des Hall-Effekts selbst wirken sich nachteilig aus. Um diese Effekte auf ein vertretbares Maß zu reduzieren, sind Magnetfeldstärken notwendig, die im Gummilager nur schwer produzierbar sind. Die diskutierten Nachteile lassen sich jedoch durch eine technologisch bereits mögliche, aber noch sehr kostenintensive räumlich konzentrierte Anordnung verschiedenartig ausgerichteter Hall-Elemente, mit dem Ziel der simultanen Messung mehrerer Magnetfeldkomponenten an einem Ort, größtenteils kompensieren.

Magnetotransistoren funktionieren ebenfalls durch die Ablenkung von Ladungsträgern aufgrund der Lorentz-Kraft in Halbleitern [16], [11], [12], [15], [10], [14], [20]. Dadurch verlagert sich die Ladungsverteilung im Transistor durch ein externes Magnetfeld zu Gunsten bestimmter Schichten/Kontakte des Bauelements. Das führt in der Regel zu einer Stromdifferenz zwischen den ohne Magnetfeld elektrisch meist gleichwertigen Anschlüssen. Es existieren unterschiedliche Bauformen in Bipolar- oder CMOS-Technologie, welche wiederum Magnetfelder in zur Chipoberfläche lateraler (**LMT** – Lateraler Magnetotransistor) oder vertikaler (**VMT** – Vertikaler Magnetotransistor) Richtung sensieren können. Durch eine entsprechende geometrische Anordnung der Schichten lassen sich bei einigen Bauformen mit einem Transistor gleichzeitig zwei Magnetfeldrichtungen erfassen. Magnettransistoren weisen wie Hall-Sensoren ebenfalls eine meist lineare Kennlinie auf, sind aber weitaus empfindlicher und auch für die Messung etwas schwächerer Magnetfelder ab etwa 10µT

¹² 1879 entdeckt von Edwin Hall

geeignet. Fertigungstoleranzen führen jedoch zu hohen Offsetspannungen und die sehr starke Temperaturabhängigkeit gestattet nur einen eingeschränkten Temperaturbereich, weshalb diese Sensoren im Kraftfahrzeug nur bedingt einsetzbar sind.

Magnetodioden arbeiten auf der Basis des Magnetokonzentrationseffekts und werden in verschiedenen Halbleiter-Technologien hergestellt [16], [11], [12], [15], [10], [14], [8], [20]. Analog zu Magnetotransistoren führt ein externes Magnetfeld durch die Ablenkung von Ladungsträgern aufgrund der Lorentz-Kraft zu einer Änderung der Ladungsträgerverteilung an bestimmten Oberflächen der Diode. An diesen Oberflächen herrschen herstellungsbedingt stark unterschiedliche Rekombinationsraten, so dass sich die Kennlinie der Diode in Abhängigkeit vom Magnetfeld ändert. Die Empfindlichkeit und der Messbereich liegen zwischen den Werten für Hall-Sensoren und Magnetotransistoren. Sie weisen ähnliche Eigenschaften hinsichtlich der Fertigungstoleranzen und der Temperatureinflüsse wie Magnetotransistoren auf und sind daher im Kraftfahrzeug kaum verwendbar.

Feldplatten zählen zur Gruppe der magnetoresistiven Sensoren, da sich ihr elektrischer Widerstand in Abhängigkeit vom Magnetfeld ändert [11], [15], [16], [17], [10], [7], [19], [12], [18], [8], [6]. Im Sensorelement führt die Lorentz-Kraft wie in Hall-Sensoren zu einer Ablenkung der Ladungsträger und damit zu einer Verlängerung des Stromwegs, weshalb der Widerstand zunimmt. Dieser Effekt wird, außer bei einer als **Corbinoscheibe** bezeichneten Sonderbauform, mit zunehmender Entfernung von den Kontaktstellen des Widerstandes durch das elektrische Feld der gleichzeitig entstehenden Hall-Spannung stark reduziert. Um diesen gegenläufigen Effekt zu minimieren bestehen Feldplatten in der Praxis aus einer Reihenschaltung einer Vielzahl im Verhältnis zu ihrer Breite sehr kurzer Widerstandselemente. Die Widerstandsänderung tritt, wie der Hall-Effekt, in Halbleitern besonders stark auf, da diese sowohl eine geringe Ladungsträgerdichte als auch eine hohe Ladungsträgerbeweglichkeit aufweisen. Die technische Umsetzung von Feldplatten erfolgt vorzugsweise durch InNiSb-Legierungen, in welchen während des Herstellungsprozesses nach Unterschreitung der eutektischen Temperatur eine gerichtete Ausscheidung einer gut leitfähigen NiSb-Phase (so genannter NiSb-Nadeln) in einer halbleitenden InSb-Matrix erfolgt. So entsteht eine Reihenschaltung einer Vielzahl von, im Verhältnis zur Breite sehr kurzen, hochohmigen InSb-Widerständen, die durch niederohmige NiSb-Kontakte begrenzt sind. Feldplatten sind für eine Anwendung im Gummilager ungeeignet, da sie neben den Nachteilen der Hall-Sensoren eine quadratische Abhängigkeit des Widerstandes von der Magnetfeldstärke aufweisen.

Dünnschichtsensoren

Neben den besonders in Halbleitern durch die Wirkung der Lorentz-Kraft auftretenden magnetfeldabhängigen Effekte sind eine Vielzahl magnetoresistiver Effekte (zum Teil erst seit einigen Jahren) bekannt, welche vorzugsweise in Dünnschichttechnologie hergestellten Sensoren auftreten [21].

Anisotrope magnetoresistive (AMR) Sensoren sind mit Abstand die ältesten Vertreter dieser Gruppe und besitzen von den magnetoresistiven Dünnschichtsensoren zugleich den höchsten technologischen Reifegrad [11], [15], [5], [22], [23], [24], [25], [26], [21], [27], [28], [13], [17], [10], [18], [20], [8], [6]. Aufgrund eines quantenmechanischen Effekts variiert der elektrische Widerstand in einigen ferromagnetischen Materialien in Abhängigkeit vom Winkel

zwischen der Richtung des dort fließenden elektrischen Stroms und der inneren Magnetisierung um wenige Prozent. Da die Richtung der inneren Magnetisierung nahezu exakt der eines genügend großen äußeren Magnetfeldes folgt, eignen sich AMR-Sensoren besonders gut zur Magnetfeldrichtungsmessung. Sie sind daher für die Messung des Torsionswinkels eines Gummilagers prädestiniert. Der Betriebstemperaturbereich lässt einen Einsatz im Kraftfahrzeug zu.

Giant magnetoresistive (GMR) Sensoren existieren in unterschiedlichsten Ausführungen [29], [30], [13], [31], [21], [27], [32], [28], [33]. Einige zeigen wie AMR-Sensoren eine Abhängigkeit des Widerstands von der Magnetfeldrichtung. Sie weisen jedoch eine erheblich höhere maximale Widerstandsänderung auf und ermöglichen im Gegensatz zu AMR-Sensoren auch die Erfassung des Vorzeichens des Magnetfeldes. Der erst 1987 entdeckte GMR-Effekt tritt in magnetischen Mehrfachschichten auf und basiert auf der spinabhängigen Grenzflächenstreuung der Elektronen. Die Einzelschichtdicken liegen dabei im Nanometerbereich, also unterhalb der mittleren freien Weglänge der Elektronen. Über ein äußeres Magnetfeld werden die Magnetisierungsrichtung einzelner magnetischer Schichten und damit die Größe des Effekts variiert. Große Magnetfelder führen zu einer Ummagnetisierung bestimmter hartmagnetischer Schichten, was für die Magnetfeldrichtungsmessung konzipierte Sensoren zerstört. Bei ähnlichen Betriebstemperaturen wie bei AMR-Sensoren kann mit GMR-Sensoren die Richtung viel kleinerer Magnetfelder bei einer derzeit noch etwas geringeren Genauigkeit erfasst werden. Technologisch ausgereifte, hochwertige und gleichzeitig preiswerte für den Kraftfahrzeugbereich taugliche GMR-Winkelsensoren sind allerdings voraussichtlich erst in den nächsten Jahren auf dem Markt verfügbar.

Tunneling magnetoresistive (TMR) Sensoren sind ähnlich wie GMR-Sensoren aufgebaut [21], [13]. Die magnetischen Schichten sind jedoch nicht durch gut elektrisch leitfähige nichtmagnetische Schichten, sondern durch ultradünne Isolatoren voneinander getrennt. In Abhängigkeit von den Magnetisierungsrichtungen in den Sensorschichten tritt ein unterschiedlich starker Tunneleffekt der Elektronen durch die Isolatorschicht auf. Hinsichtlich der Eigenschaften unterscheiden sich TMR- von GMR-Sensoren hauptsächlich bezüglich der Widerstandsgröße. Die sich noch in der Forschungsphase befindenden TMR-Sensoren zeigen starke Hystereseeigenschaften und werden daher nicht weiter betrachtet.

Colossal magnetoresistive (CMR) Sensoren nutzen die Eigenschaft, das innerhalb eines engen Temperaturbereichs in starken Magnetfeldern im Teslabereich durch die Veränderung der Spinstruktur in bestimmten Materialien ein Übergang vom Metall zum Isolator hervorgerufen wird und sich daher der elektrische Widerstand drastisch ändert [21], [13]. Die erforderliche Magnetfeldgröße und der zulässige Temperaturbereich der sich seit 1993 in der Forschungsphase befindenden CMR-Sensoren schließen derzeit eine Anwendung im Kraftfahrzeug aus.

Giant magnetoimpedance (GMI) Sensoren bestehen aus bestimmten amorphen Drähten, deren Permeabilität über ein äußeres Magnetfeld modifiziert wird [21], [13]. Die Größe der Permeabilität hat einen Einfluss auf die Größe der Verdrängung eines hochfrequenten Wechselstroms im unteren Megahertzbereich (Skin-Effekt) und damit auf die Impedanz des Drahtes. Dieser hysteresefreie, aber sehr störfeldanfällige Effekt befindet sich erst seit 1992 in der Forschungsphase und wird daher nicht weiter betrachtet.

Sonstige Magnetfeldsensoren

Kernsonden bestehen aus einem ferromagnetischen Kern und einer diesen umschließenden, mit einem Wechselstrom gespeisten, Spule [10]. Die Permeabilität des Kerns weist eine materialspezifische starke Abhängigkeit gegenüber der Größe des darin herrschenden Magnetfelds auf, was Auswirkungen auf die Induktivität und damit auf die in der Spule induzierte Spannung (Selbstinduktion) hat. Wird das so vom Strom im Kern hervorgerufene Wechselfeld von einem äußeren Magnetfeld überlagert, so ändert sich die Induktionsspannung, welche somit ein Maß für das äußere Magnetfeld ist. Eine Sonderform stellt der so genannte **Fluxgate-Sensor** dar, der auch als **Förster-Sonde** bekannt ist, bei dem der Kern immer im Sättigungsbereich betrieben wird [11], [12], [13], [6], [14]. Kernsonden messen Magnetfelder im Bereich von 100pT...1mT, sind jedoch sehr teuer und mit Abmessungen von 10...100mm für eine Integration in ein Gummilager zu groß [15], [12].

SQUID (Superconductivity Quantum Interference Device) werden aus supraleitenden Werkstoffen hergestellt, basieren auf einem quantenmechanischen Effekt und erlauben die Messung sehr großer bis extrem kleiner Magnetfelder im Femtoteslabereich [11], [16], [15], [14]. Weder der materialabhängige Temperaturbereich von 0...120K noch die sehr hohen Kosten erlauben eine Anwendung im Fahrzeug.

Von den diskutierten Magnetfeldsensoren stellen AMR-Sensoren, wenn sie für die Winkelmessung optimiert sind, für eine Messung des Torsionswinkels eines Gummilagers derzeit den besten Kompromiss hinsichtlich der Sensoreigenschaften und des Reifegrads der Technologie dar. Die Eigenschaften und die Funktionsweise von AMR-Winkelsensoren sind im folgenden Abschnitt ausführlich dargestellt. In Zukunft könnten bei fallenden Kosten die Vorteile technologisch optimierter GMR-Sensoren jedoch überwiegen. Alle anderen Sensortypen zeigen gegenüber den AMR-Sensoren für diese Anwendung wesentliche Nachteile.

3.3 Eigenschaften und Funktionsweise von AMR-Winkelsensoren

Der **anisotrope magnetoresistive (AMR) Effekt** wurde erstmals 1856 vom englischen Physiker William Thomson (Lord Kelvin) entdeckt [22]. Er beruht auf der Eigenschaft, dass die hohe elektrische Leitfähigkeit von Werkstoffen, wie Metallen, durch eine große magnetische Flussdichte in der Größenordnung eines Tesla beeinflussbar ist [15]. In der Regel weisen Metalle in der Richtung des Magnetfelds einen geringfügig höheren spezifischen elektrischen Widerstand (ρ_{\parallel}) auf, als senkrecht dazu (ρ_{\perp}). Bei Eisen-Nickel-Legierungen, die auch als Permalloy oder Mu-Metall [23] bezeichnet werden, tritt beispielsweise bei dem zumeist für AMR-Sensoren verwendeten Legierungsverhältnis von 81% Nickel und 19% Eisen in Abhängigkeit von der Reinheit der Legierung [24] eine maximale Widerstandsänderung von typisch 1% [26] bis maximal 4% [22] auf. Die Veränderung des elektrischen Widerstandes entsteht durch eine unterschiedliche, seitens des Magnetfelds verursachte Verschiebung der Energieniveaus der Elektronen mit positivem und negativem Spin [11], [24]. Auf diese Weise wird bei einigen Übergangsmetallen und deren Legierungen mit unvollständig besetzten 3d-Orbitalen eine Dichteänderung der Energieniveaus der

Leitfähigkeitselektronen aus diesen Orbitalen in der Nähe des Fermi-niveaus hervorgerufen. Das führt in Abhängigkeit vom Material in der Regel zu einer erhöhten bzw. reduzierten Streuung der Leitfähigkeitselektronen bei Bewegungen parallel bzw. senkrecht zum Magnetfeld [25], [24]. Die Abweichungen bei der Berechnung dieses Zusammenhangs betragen unter Anwendung der derzeit bekannten Methoden mindestens eine Größenordnung, weshalb die wichtigsten Kenngrößen empirisch ermittelt werden müssen [22], [11].

Nun ist außerdem das Energiespektrum der Elektronen bei einigen Elementen des Periodensystems so beschaffen, dass Elektronen in bestimmten Unterschalen zur Minimierung ihrer freien Energie eine parallele Spinausrichtung annehmen [15]. Dadurch tritt in ferromagnetischen Übergangsmetallen bereits ohne ein äußeres Magnetfeld innerhalb jeder Domäne des Werkstoffs, den so genannten Weiss'schen Bezirken, eine spontane richtungseinheitliche Sättigungsmagnetisierung in der für den AMR-Effekt erforderlichen Größe auf. Die Richtung dieser inneren Magnetisierung lässt sich bemerkenswerterweise bereits durch ein vergleichsweise sehr viel geringeres äußeres Magnetfeld, wie beispielsweise das Erdmagnetfeld, steuern.

Zur Minimierung der inneren Energie erfolgt die Magnetisierung bevorzugt in bestimmten Richtungen, was als Anisotropie bezeichnet wird [11]. Sie hängt von der Ausrichtung der kristallografischen Struktur des Materials (*Materialanisotropie*), der geometrischen Form des magnetoresistiven Widerstandselements (*Formanisotropie*) sowie der in ihm herrschenden mechanischen Spannung (*Magnetostraktion*) ab.

AMR-Sensoren werden bevorzugt in der so genannten Dünnschichttechnologie gefertigt, um trotz der hohen Leitfähigkeit des Materials große Widerstandswerte in der Größenordnung von $1\text{k}\Omega$ bereits mit effektiven Widerstandslängen in der Größenordnung von 1mm zu realisieren und dadurch eine entsprechend niedrige thermische Verlustleistung zu erreichen. Die Dicke der durch Sputtern auf die Chipoberfläche aufgetragenen Widerstandsschichten beträgt nur etwa $10\text{...}50\text{nm}$ und deren Breite liegt in der Größenordnung von maximal $10\mu\text{m}$ [22].

Die *Formanisotropie* führt zu einer bevorzugten Ausrichtung der Sättigungsmagnetisierung in der Richtung der größten Materialausdehnung [11]. Diese Richtung wird in der Literatur als leichte Achse bezeichnet und entspricht bei AMR-Sensoren aufgrund deren Geometrie der Stromrichtung (siehe Abbildung 3.8). Um die Sättigungsmagnetisierung vollständig senkrecht zur leichten Achse auszurichten, ist ein in gleicher Richtung wirkendes äußeres Magnetfeld notwendig, das mindestens die Größe der so genannten Formanisotropiefeldstärke besitzt. Die Höhe der Formanisotropiefeldstärke ist von der Geometrie abhängig und daher in Richtung jeder senkrecht zur leichten Achse verlaufenden Achse verschieden. Sie beträgt für die so bezeichnete schwere Achse, welche parallel zur Sensorchipoberfläche und senkrecht zur leichten Achse verläuft, für die typischen langen, aber schmalen Widerstandsstreifen von AMR-Sensoren über 5000kA/m [34]. Die senkrecht zur Chipoberfläche geltende Formanisotropiefeldstärke übersteigt diesen Wert um Größenordnungen aufgrund der extrem geringen Dicke der Widerstandsschicht, die erheblich unter der typischen Größe von Weiss'schen Bezirken liegt. Daher verläuft die Sättigungsmagnetisierung praktisch immer parallel zur Chipoberfläche. Ihre Richtung und folglich auch der elektrische Widerstand des

Sensorelemente sind somit unabhängig von jeglichen in der Praxis senkrecht zur Chipoberfläche auftretenden Magnetfeldkomponenten.

Um den Einfluss mechanischer Spannungen weitestgehend zu vermeiden, werden für AMR-Sensoren Materialien mit möglichst geringen magnetostriktiven Eigenschaften verwendet. So erfolgt beispielsweise eine Legierung von Nickel und Eisen in der Regel im Verhältnis von 81 zu 19, da in diesem Fall quasi keine *Magnetostraktion* auftritt, obwohl sich in Permalloy der maximale AMR-Effekt bei einem Legierungsverhältnis von etwa 90 zu 10 einstellt [24], [25].

Die im polykristallinen $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$ auftretende *Materialanisotropiefeldstärke* ist mit weniger als 150 A/m hinsichtlich ihrer Größe und damit ihrer Wirkung gegenüber der Formanisotropiefeldstärke meist vernachlässigbar.

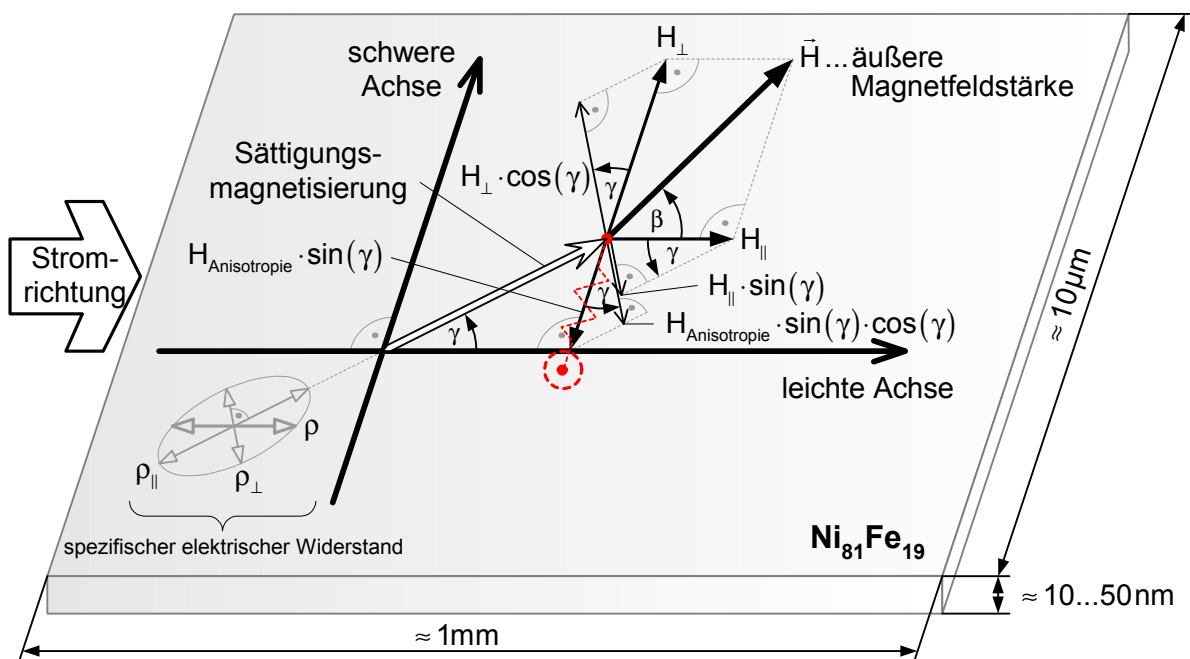


Abbildung 3.8 Anisotroper magnetoresistiver Effekt

Der Winkel γ zwischen der Sättigungsmagnetisierung und der leichten Achse ergibt sich unter dieser Annahme nur in Abhängigkeit von der geometrieabhängigen Formanisotropiefeldstärke $H_{\text{Anisotropie}}$ implizit aus den Feldstärkekomponenten des äußeren Feldes \vec{H} , die in Richtung der leichten Achse (H_{\parallel}) bzw. entlang der schweren Achse (H_{\perp}) verlaufen [11]:

$$0 = [H_{\perp} - H_{\text{Anisotropie}} \cdot \sin(\gamma)] \cdot \cos(\gamma) - H_{\parallel} \cdot \sin(\gamma) = -H \cdot \sin(\gamma - \beta) - \frac{1}{2} \cdot H_{\text{Anisotropie}} \cdot \sin(2\gamma) \quad (1)$$

Die Richtung der Sättigungsmagnetisierung resultiert aus dem notwendigen Gleichgewicht zwischen den Einflüssen von Formanisotropiefeldstärke $H_{\text{Anisotropie}}$ und des äußeren Magnetfeldes \vec{H} . Gleichung 1 ist genau dann erfüllt, wenn sich diese gegenseitig aufheben (siehe Abbildung 3.8). Die Wirkung der Formanisotropiefeldstärke lässt sich über die in Abbildung 3.8 gestrichelt eingezeichnete Feder veranschaulichen. Das Gleichgewicht der auf die Sättigungsmagnetisierung wirkenden Momente lässt für den Winkel γ bis zu einer bestimmten Größe des äußeren Feldes zwei stabile und zwei, in der Realität irrelevante,

instabile Lösungen zu. Das gilt, solange die Größe des äußeren Feldes nicht ausreichend ist, um das Vorzeichen der entlang der leichten Achse verlaufenden Komponente der Sättigungsmagnetisierung zu ändern. Die zutreffende (stabile) Lösung ergibt sich in diesem Fall in Abhängigkeit von der Vorgeschichte der Richtung der Sättigungsmagnetisierung. Überschreitet das äußere Magnetfeld \vec{H} eine gewisse Stärke, die maximal der Größe der Formanisotropiefeldstärke $H_{\text{Anisotropie}}$ entspricht, verbleiben für Gleichung 1 nur noch eine stabile (und eine wiederum irrelevante instabile) Lösung.

Eine Richtungsumkehrung des äußeren Magnetfelds führt unabhängig von dessen Größe zu einer Modifikation aller Lösungen von γ um 180° .¹³ Dadurch ändert sich der (lösungs-spezifische) elektrische Widerstand des AMR-Sensorelements allerdings nicht, wenn der elektrische Strom im Widerstand in Richtung der leichten Achse fließt, da die Vorzeichen von Strom und Sättigungsmagnetisierung grundsätzlich keinen Einfluss auf den Widerstand haben. Bei einer solchen Ausführung von AMR-Sensoren ist somit grundsätzlich keine Ermittlung des Vorzeichens des äußeren zu messenden Magnetfeldes möglich. Diese Eigenschaft trifft für AMR-Sensoren zu, die für eine Messung der Richtung¹⁴ eines parallel zur Chipoberfläche verlaufenden Magnetfeldes konzipiert sind. Für die Messung der Torsion eines Gummi-Metall-Lagers ist dieser Sensortyp am geeignetsten, da es sich hierbei um eine rotatorische Bewegung handelt und deshalb ein mechanischer Winkel zu erfassen ist.

Unter Vernachlässigung der geringfügigen Verlängerung des Strompfades an den Enden des Widerstandes aufgrund des so genannten Pseudo-Halleffekts¹⁵ berechnet sich der elektrische Widerstand $R(\gamma)$ eines solchen AMR-Sensorelements anhand seiner beiden Extremwerte R_{\parallel} für $\gamma = 0$ und R_{\perp} für $\gamma = \pm 90^\circ$ wie folgt [26], [15]:

$$R(\gamma) = R_{\perp} + (R_{\parallel} - R_{\perp}) \cdot \cos^2(\gamma) = R_0 + \Delta R \cdot \cos(2\gamma) \quad \text{mit: } R_0 := \frac{R_{\parallel} + R_{\perp}}{2} \quad \text{und} \quad \Delta R := \frac{R_{\parallel} - R_{\perp}}{2} \quad (2)$$

Die Richtung eines äußeren, parallel zur Sensorchipoberfläche verlaufenden, Magnetfeldes lässt sich über die Beziehung aus Gleichung 2 erfassen, wenn dessen Betrag hinreichend groß ist, um eine gleichgerichtete Ausrichtung der Sättigungsmagnetisierung zu erzwingen. Das ist näherungsweise der Fall, wenn die Stärke des äußeren Magnetfeldes eine als Sättigungsfeldstärke bezeichnete Größe übersteigt, die betragsmäßig um ein Vielfaches über der Formanisotropiefeldstärke liegt.

¹³ Existieren aufgrund der geringen Stärke des äußeren Magnetfeldes zwei stabile Lösungen, wechselt bei einer Richtungsumkehrung des äußeren Magnetfeldes in der Regel auch die zutreffende Lösung.

¹⁴ Neben der Richtung lässt sich mit AMR-Sensoren auch die Stärke eines äußeren, parallel zur schweren Achse verlaufenden Magnetfeldes maximal bis zur Größe der Anisotropiefeldstärke messen. Ein Stromfluss entlang der leichten Achse führt zu einer quadratischen Abhängigkeit des Widerstandes von der Feldstärke, weshalb bei sehr geringen Feldstärken nahezu keine Widerstandsänderung hervorgerufen wird. Deshalb werden für diese Aufgabe Sensorelemente mit einer so genannten Barberpolstruktur verwendet, bei denen durch eine Vielzahl im Winkel von 45° zur leichten Achse auf dem Permalloystreifen angeordneten Kurzschlussstreifen die Stromrichtung senkrecht zu den Kurzschlussstreifen und damit ebenfalls im Winkel von 45° zur leichten Achse verläuft. Dadurch entsteht eine nahezu lineare Abhängigkeit des Widerstandes von der Stärke und dem Vorzeichen des äußeren Magnetfeldes, wenn es deutlich kleiner als die Anisotropiefeldstärke ist [15], [11], [26].

¹⁵ Aufgrund der Richtungsabhängigkeit des elektrischen Widerstandes tritt neben einer geringfügigen Verlängerung des Strompfades in der Umgebung der Kontakte des Widerstandes auch eine Komponente des elektrischen Feldes senkrecht zur mittleren Stromrichtung auf. Die daraus resultierende elektrische Spannung wird aufgrund ihrer Erscheinungsform als planare Hall-Spannung oder Pseudo-Hallspannung bezeichnet. Im Gegensatz zum Hall-Effekt basiert Sie jedoch nicht auf der Lorentzkraft [11], [26].

Durch eine gezielte Variation der Vorzugsrichtung lässt sich die unerwünschte Wirkung der Formanisotropiefeldstärke und somit auch die Größe der erforderlichen Sättigungsfeldstärke wirksam reduzieren. Dieser Effekt lässt sich anhand der Verwendung einer kreissegmentförmigen Widerstandsstruktur (siehe Abbildung 3.10) realisieren, da die Vorzugsrichtung der Sättigungsmagnetisierung unverändert analog zur Stromrichtung und damit in verschiedenste Richtungen verläuft [34], [35].

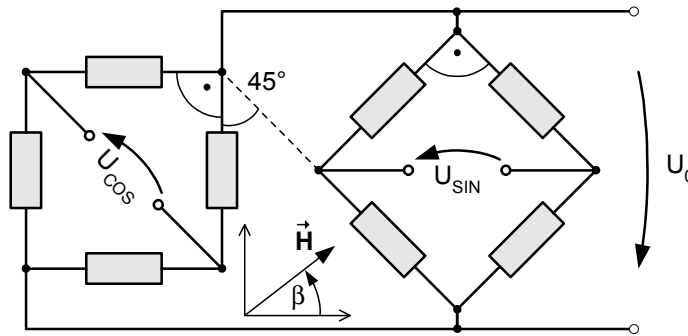


Abbildung 3.9 Mechanische Anordnung der AMR-Sensorelemente im Sensor

Mit einem einzelnen AMR-Sensorelement kann der Magnetfeldwinkel gemäß Gleichung 2 theoretisch in einem Bereich von maximal 90° eindeutig ermittelt werden. Der Messbereich verdoppelt sich, wenn jeweils vier dieser Elemente in einer Wheatstoneschen Vollbrücke paarweise senkrecht zueinander angeordnet und zwei zueinander um 45° verdrehte Brücken verwendet werden (siehe Abbildung 3.9) [36], [27]. Damit ergibt sich folgender Zusammenhang zwischen den Ausgangsspannungen U_{SIN} und U_{COS} dieser Brücken und der in der Sensorebene herrschenden Richtung des Magnetfeldes, welche über den Winkel β beschrieben wird:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{COS}} &= U_0 \cdot \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \cos(2\beta) + U_{\text{COS,Offset}} \quad \text{mit:} \quad U_{\text{COS,Offset}} := U_0 \cdot \frac{R_{\text{COS,Offset}}}{R_0} \\
 U_{\text{SIN}} &= U_0 \cdot \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \sin(2\beta) + U_{\text{SIN,Offset}} \quad \text{mit:} \quad U_{\text{SIN,Offset}} := U_0 \cdot \frac{R_{\text{SIN,Offset}}}{R_0} \\
 \Rightarrow \quad \beta &= \frac{1}{2} \cdot \text{atan2} \left(\frac{U_{\text{SIN}} - U_{\text{SIN,Offset}}}{U_{\text{COS}} - U_{\text{COS,Offset}}} \right)
 \end{aligned} \tag{3}^{16}$$

Im Gegensatz zu einem einzelnen AMR-Sensorelement kann bei dieser Anordnung die Lage des 180° umfassenden Messbereichs sogar frei gewählt werden. Die Offsetspannungen $U_{\text{SIN,Offset}}$ und $U_{\text{COS,Offset}}$ entstehen durch die Fertigungstoleranzen $R_{\text{SIN,Offset}}$ und $R_{\text{COS,Offset}}$ der AMR-Widerstandselemente. Diese werden in der Regel über in die Messbrücken integrierte Abgleichwiderstände weitgehend reduziert. Aufgrund ungleicher Temperaturkoeffizienten der AMR-Sensorelemente und der Abgleichwiderstände ist die Güte der Kompensation jedoch von der Temperatur abhängig. Werden beide, um die jeweilige Offsetspannung reduzierten,

¹⁶ Definition der Funktion $\text{atan2}(y/x)$ gemäß Anhang A.2

Brückenspannungen eines AMR-Sensors in einem Diagramm übereinander aufgetragen, entsteht ein Kreis mit dem Radius U_{Radius} , dessen Mittelpunkt im Koordinatenursprung liegt:

$$U_{\text{Radius}} = \sqrt{(U_{\text{SIN}} - U_{\text{SIN,Offset}})^2 + (U_{\text{COS}} - U_{\text{COS,Offset}})^2} = U_0 \cdot \frac{\Delta R}{R_0} \quad (4)$$

Aufgrund der Fertigungstoleranzen der AMR-Widerstandselemente können die maximalen Signalhübe beider Brückenspannungen geringfügig differieren, was zu einer leicht elliptischen Ausprägung dieser Kennlinie führt. Da alle AMR-Widerstandselemente im selben Prozess gefertigt werden, ist dieser Effekt in der Praxis nicht relevant und kann daher vernachlässigt werden.

Tabelle 3.1 Spezifikation des AMR-Sensors LK40C von SENSiTEC [37]

Mechanische Kenngrößen:	
aktive Sensorfläche	1120µm × 270µm
Chipfläche	1250 ±100µm × 600 ±100µm
Chipdicke	400 ±10µm
Leitbahnmaterial	AlCu
Bondbarkeit	US-Bondverfahren (Bonddraht AlSi1 mit Durchmesser 25µm)
Grenzdaten:	
Betriebsspannung U_0 (Betrag)	≤ 5,5V
Temperatureinsatzbereich	-40 ... +120°C (begrenzte Lebensdauer von 7200h bei 120°C)
Kenndaten (25°C, $U_0 = 5V$):	
Sensorwiderstand	1,7 ±0,7kΩ
Brückenwiderstand (= Sensorelementwiderstand)	3,4 ±1,4kΩ
Mindestfeldstärke (Sättigungsfeldstärke)	30kA/m (äquivalent zu 37,7mT)
Ausgangsamplitude im Arbeitsbereich (Betrag)	40 ... 100mV
Offsetspannung (Betrag)	≤ 50mV
Drift der Offsetspannung (Betrag)	≤ 0,5mV/h
Temperaturkoeffizient der Signalamplitude	(-4 ±0,8)·10 ⁻³ K ⁻¹
Temperaturkoeffizient der Sensorwiderstände	(+2,6 ±0,6)·10 ⁻³ K ⁻¹

Für den Prototyp des Sensorlagers werden AMR-Sensoren vom Typ **LK40C** der Firma **SENSiTEC** verwendet. Dieser automotive-taugliche Sensortyp wurde für die Messung des Magnetfeldwinkels entwickelt und wird in Serienfahrzeugen verschiedener Hersteller zur Drehmomenterfassung im Bereich der Lenkung eingesetzt [38]. Abbildung 3.10 zeigt das Chiplayout dieses Sensors und die Verteilung des elektrischen Potenzials. Seine wesentlichen Eigenschaften sind in Tabelle 3.1 zusammengestellt.

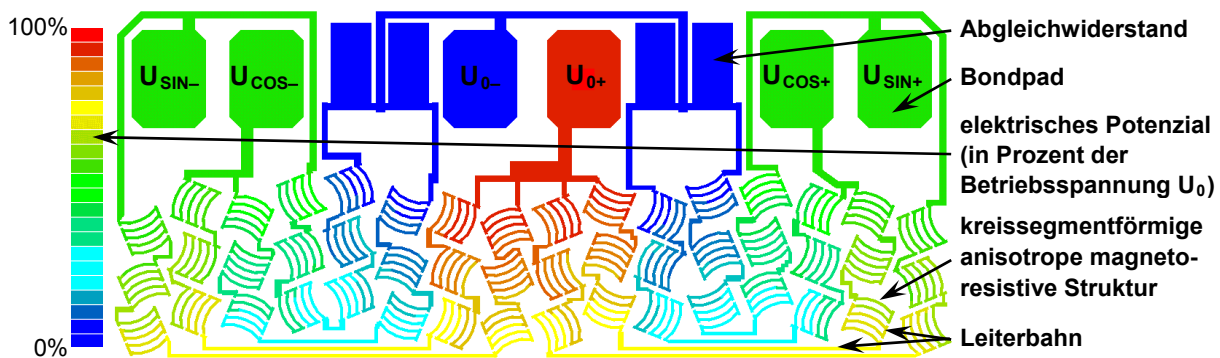
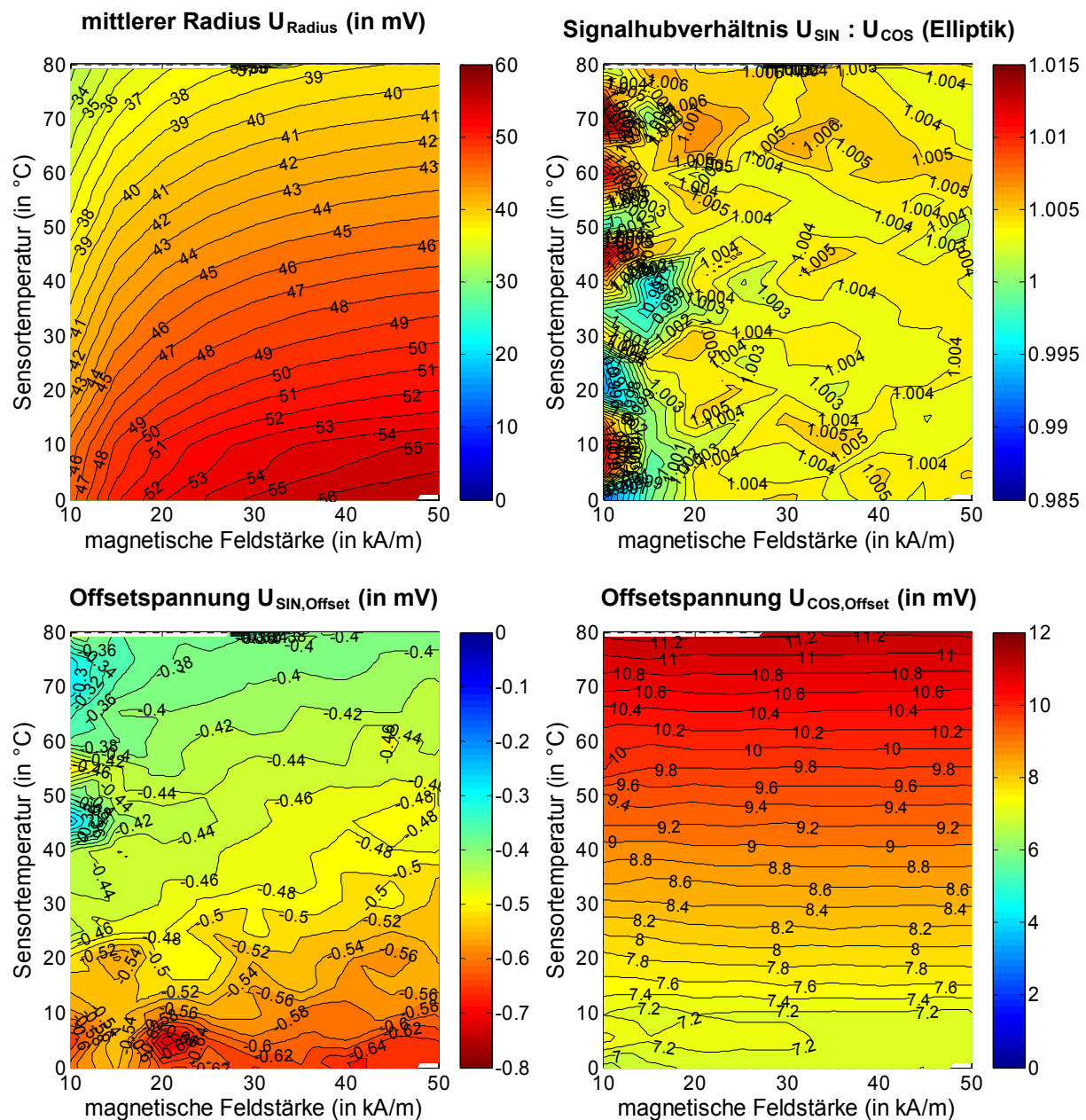
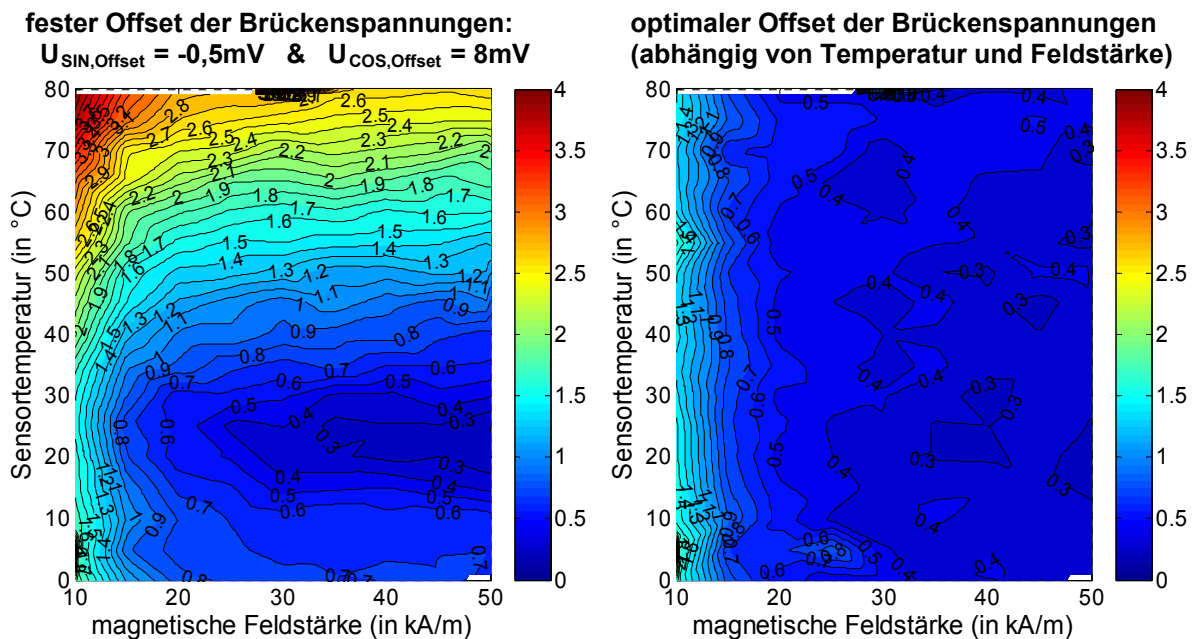


Abbildung 3.10 Elektrische Potenzialverteilung im AMR-Sensor LK40C (Sensitec) [39]

Abbildung 3.11 Eigenschaften der Brückenspannungen des AMR-Sensors LK40C ¹⁷¹⁷ Messwerte gelten für eine Betriebsspannung von $U_0=5V$.

Zur Dimensionierung und Optimierung der Hard- und Software des Sensorlagers wurden die Eigenschaften dieses Sensors in Abhängigkeit von der Magnetfeldstärke und der Sensortemperatur auf einem speziell dafür aufgebauten Laborprüfstand untersucht. Dieser ist in Abbildung A.2 im Anhang A.1 auf Seite 126 dargestellt und in [58] ausführlich dokumentiert. Die wesentlichen Ergebnisse sind exemplarisch für einen Sensor und eine Betriebsspannung von $U_0 = 5V$ in Abbildung 3.11 dargestellt. Wie das Diagramm oben rechts zeigt, ist ab einer Feldstärke von etwa 20kA/m (äquivalent zu 25,1mT) das Verhältnis der maximalen Signalamplituden beider Brückenspannungen U_{SIN} und U_{COS} unabhängig von der Sensortemperatur quasi konstant und sehr nahe eins. In diesem Bereich ergibt sich ein nahezu kreisförmiger Verlauf der Kennlinie der beiden übereinander aufgetragenen Brückenspannungen. Die Größe der Offsets der Sensorbrückenspannungen hängt von der Qualität der Sensorkalibrierung über die Abgleichwiderstände auf dem Sensorchip ab. Die in den unteren beiden Diagrammen dargestellten Offsetspannungen erfüllen beim untersuchten Exemplar des AMR-Sensors zwar problemlos die Spezifikation, variieren aber etwa um eine Größenordnung. Dabei weist insbesondere der vergleichsweise große Offset der U_{COS} -Brücke fast unabhängig von der Feldstärke eine starke und nahezu lineare Temperaturabhängigkeit auf. Zur Kompensation dieser Temperaturabhängigkeit durch die Software der Sensorelektronik eignet sich der im Diagramm oben links dargestellte mittlere Radius U_{Radius} der Kennlinie der beiden übereinander aufgetragenen Brückenspannungen (siehe Gleichung 4). Dieser hängt gemäß Tabelle 3.1 ebenso näherungsweise linear von der Sensortemperatur ab. Voraussetzung für eine einfache Kompensation auf diese Weise ist jedoch eine weitgehend konstante Magnetfeldstärke am AMR-Sensor, da diese, vor allem bei Werten unterhalb der Sättigungsfeldstärke, in einem stark nichtlinearen Zusammenhang mit dem mittleren Radius U_{Radius} steht.



Betriebsspannung: $U_0 = 5V$

Abbildung 3.12 Maximalfehler bei der Feldrichtungswinkelmessung mit AMR-Sensor LK40C (in Grad)

Wie das rechte Diagramm von Abbildung 3.12 zeigt, steigt erwartungsgemäß die Sensorgenauigkeit mit zunehmender Stärke des äußeren Magnetfeldes, verbessert sich aber ab einer Feldstärke von etwa 20...30kA/m nur noch unwesentlich. Der maximale Fehler des erfassten Magnetfeldrichtungswinkels minimiert sich in diesem Fall auf Werte um 0,3° bis 0,4°, was einer Genauigkeit von ca. 0,2% des Messbereichs entspricht. Wird durch die Sensorelektronik eine Kompensation der Offsets der Brückenspannungen des Sensors nur für eine bestimmte Temperatur (z.B.: 23°C) vorgenommen, erhöht sich der Maximalfehler bei der Feldrichtungsmessung mit zunehmender Abweichung der Sensortemperatur von dieser Kompensationstemperatur drastisch, wie das linke Diagramm zeigt. Um die im Abschnitt 2.1 geforderte Genauigkeit über den gesamten Betriebstemperaturbereich zu erreichen, ist eine sensortemperaturabhängige Kompensation der Brückenoffsetspannungen durch die Sensorelektronik zwingend erforderlich.

Der vernachlässigbare Rauschpegel der Brückenspannungen beträgt maximal $\pm 60\mu\text{V}$ und liegt damit unter der für die Erfüllung der Anforderungen aus Abschnitt 2.1 erforderlichen Auflösung des Analog-Digital-Wandlers der Sensorelektronik.

3.4 Mechanischer Aufbau und Funktionsprinzip

Für die Integration eines Fahrzeugniveausensors in ein Gummi-Metall-Lager, welcher auf dem anisotropen magnetoresistiven (AMR) Effekt basiert, ist eine Erweiterung des Lagers um folgende drei Grundkomponenten notwendig:

- mindestens ein Permanentmagnet als magnetfelderzeugende Komponente
- mindestens ein AMR-Sensor zur Messung der Magnetfeldrichtung
- Sensorelektronik zur Konditionierung und Verarbeitung der AMR-Sensorsignale

Grundsätzlich soll auf eine qualitative Modifikation der Gummischichtgeometrie verzichtet werden, um Einschränkungen hinsichtlich der mechanischen Eigenschaften, vor allem aber der Lagerlebensdauer, zu vermeiden. Daher ist es nicht möglich, Teile der Gummischicht durch den oder die AMR-Sensor(en) sowie den oder die Permanentmagnet(e) zu ersetzen. Somit beschränkt sich der Bauraum für den oder die AMR-Sensor(en) sowie den oder die Permanentmagnet(e) auf den Bereich der Lagerhülsen. Eine Platzierung beispielsweise des Permanentmagneten im Bereich einer Zwischenhülse ist prinzipiell denkbar, wird jedoch zur Wahrung der Kompatibilität zu Lagerbauformen ohne Zwischenhülsen zunächst nicht weiter verfolgt.

Bei einer Lagertorsion um die Rotationsachse des Gummi-Metall-Lagers müssen sich der oder die AMR-Sensor(en) relativ zu dem oder den Permanentmagnet(en) bewegen, um diese Torsion messtechnisch erfassen zu können. Diese Bewegung wird ausschließlich durch Verformungen der Gummischicht verursacht. Somit müssen sich jeweils alle zueinander korrespondierenden Sensoren und Magnete auf verschiedenen Hülsen gegenüberliegen.

Bei der Verwendung mehrerer AMR-Sensoren ist eine einfache galvanische Kopplung mit der Sensorelektronik nur möglich, wenn alle in der gleichen Lagerhülse integriert sind. Aufgrund der kostengünstigen Kabelführung sind aufbauseitig im Fahrwerk montierte Gummi-Metall-Lager für die Messung des Fahrzeugniveaus zu bevorzugen. Bei der überwiegenden Zahl dieser Lager ist der Lagerkern aufbaufest. Um eine aufbaufeste und damit kostengünstigere Positionierung der Sensorelektronik zu gewährleisten, werden der oder die AMR-Sensor(en) in den Lagerkern integriert. Die Integration von Sensoren in den Lagerkern lässt sich durch die im Vergleich zur äußeren Lagerhülse größeren Materialstärke aufgrund der vergleichsweise gedrungeneren Geometrie des Lagerkerns außerdem leichter realisieren.

Demgegenüber wird ein als Hohlzylinder mit etwa der gleichen Breite wie die äußere Lagerhülse ausgeführter Permanentmagnet direkt auf deren Innenseite und damit im unmittelbaren Anschluss an die Gummischicht platziert. Dadurch wird bei nur minimaler Vergrößerung des Lagerdurchmessers gleichzeitig ein verhältnismäßig großes Magnetvolumen erreicht, was sich positiv auf die erreichbare Stärke des Magnetfeldes auswirkt. Diese in Abbildung 3.13 dargestellte Anordnung wurde von der *ZF Lemförder Fahrwerktechnik GmbH & Co. KG* erarbeitet und konstruktiv umgesetzt.

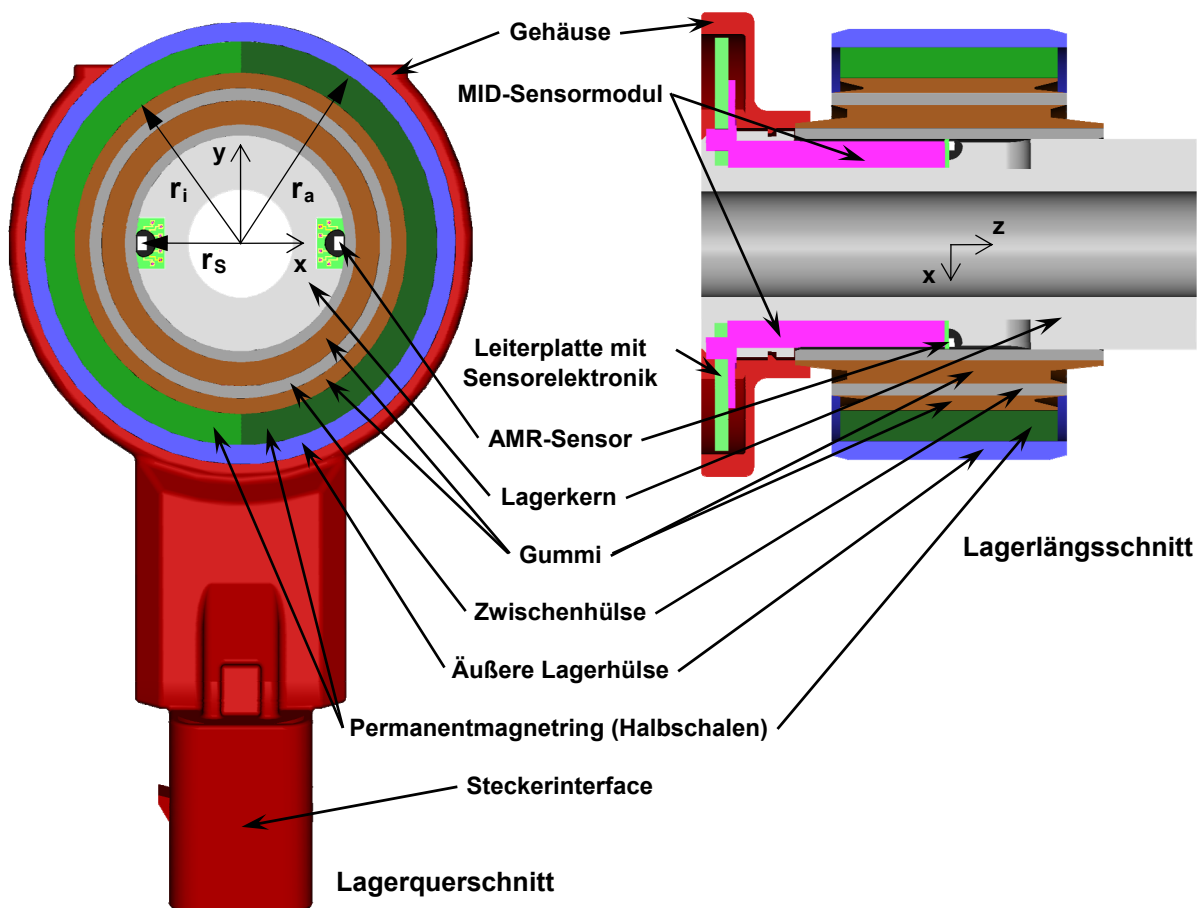


Abbildung 3.13 Schematischer Aufbau des Sensorlagers (ZF Lemförder)

Um die Herstellbarkeit dieser Konstruktion insbesondere hinsichtlich der im Abschnitt 3.1.1 beschriebenen Vulkanisierung und Kalibrierung des Lagers zu gewährleisten, können die AMR-Sensoren erst nach diesen Arbeitsschritten im Lager montiert werden. Der für die

Sensoren notwendige Hohlraum im Lagerkern wird durch entsprechende Nuten an dessen Oberfläche zur Verfügung gestellt. Diese werden durch eine Ummantelung des Lagerkerns mit einer dünnen Metallhülse von der Gummischicht getrennt. Der Lagerkern wird erst nach dem Kalibrierprozess in diese Hülse eingepresst. Aus Festigkeitsgründen wird der Durchmesser des Lagerkerns geringfügig erhöht, um trotz der Nuten die ursprüngliche Größe der Querschnittsfläche zu wahren.

Da das Material des Permanentmagnetings keine hinreichende Kompression erlaubt, wird dieser in zwei identische Halbschalen geteilt, um durch einen Spalt zwischen beiden Halbschalen die erforderliche Reduktion des Magnetringumfangs während der Lagerkalibrierung zu erreichen.

Die Sensorelektronik wird in ein fest auf dem extra dafür verlängerten Lagerkern, unmittelbar neben dem Lager platzierten Kunststoffgehäuse, vergossen, in dem gleichzeitig der Sensorstecker integriert ist. Die sich im Gehäuse befindende Leiterplatte trägt neben der Sensorelektronik ein oder mehrere Kunststoffelement(e), über welche der oder die AMR-Sensor(en) im Lagerkern positioniert werden. Die elektrisch leitfähigen Abschnitte dieser so genannten Molded Interconnected Devices (MID) werden über Löt- oder Bondverbindungen mit den AMR-Sensoren und der Leiterplatte kontaktiert. Bei der Gestaltung des Gehäuses sind Restriktionen durch die Geometrie des Fahrwerks zu berücksichtigen, woraus eine komplexe räumliche Gehäuseform resultiert.

Eine Voraussetzung für die Funktion des Sensorlagers ist eine sehr geringe Permeabilität einiger Lagerbauteile ähnlich der des Vakuums, damit diese den Magnetfeldverlauf nicht beeinflussen. Dazu zählen neben der oder den Gummischicht(en) einschließlich der ggf. vorhandenen Zwischenhülse(n) vor allem der Lagerkern und der Träger der AMR-Sensoren. Aus Gründen der Materialkosten und der Kompatibilität ist jedoch weiterhin eine ferromagnetische Schraube zur Fixierung des Lagerkerns zu verwenden, obwohl es dadurch zu einer unbeabsichtigten Beeinflussung des Magnetfeldverlaufes kommen kann.

Eine **optimale Platzierung jedes AMR-Sensors** innerhalb des Lagerkerns kann nur unter Beachtung der in Abschnitt 3.1.2 diskutierten Lagerverformungen erreicht werden. Von besonderem Interesse sind dabei die Störgrößen, also kardanische und translatorische Lagerverformungen, die zu so genannten Störbewegungen jedes AMR-Sensors innerhalb des Lagers führen. Größe und Richtung der Störbewegungen sind im Vergleich zur Bewegung eines AMR-Sensors aufgrund der Lagertorsion abhängig von der gewählten Position des Sensors im entspannten Lager. Die Position jedes AMR-Sensors im Gummilager sei gemäß Abschnitt 3.1.2 mit einem lenkerfesten Koordinatensystem (Lenkerkoordinatensystem) beschrieben, dessen Ursprung im Lagermittelpunkt liegt (siehe Abbildung 3.13 und Abbildung 3.2b und c).

Eine torsionale Verformung des Lagers, also die zu erfassende Verdrehung um die Rotationsachse des Lagers (z-Achse), verursacht eine tangentielle Bewegung eines jeden AMR-Sensors. Im Idealfall wird ausschließlich diese Sensorbewegung mit dem oder den AMR-Sensor(en) gemessen. Die Optimierung der Platzierung eines jeden AMR-Sensors zur Messung dieser Bewegung basiert daher auf **drei Grundsätzen**:

Erstens sind Störbewegungen in tangentialer Richtung weitestgehend zu vermeiden. Da ein AMR-Sensor anhand seiner tangentialen Position die Lagertorsion erfasst, würden solche gleichartigen Störbewegungen unabhängig vom Sensorlagerdesign zwangsläufig zu erheblichen Messfehlern führen. Kardanische Lagerverformungen um die x-Achse (Lenkerlängsachse) oder die y-Achse (Lenkerquerachse) rufen gleichzeitig eine translatorische Bewegung jedes AMR-Sensors hervor. Aufgrund der geringen Größe der Lagerkardanik von jeweils weit unter $\pm 10^\circ$ (siehe Abschnitt 3.1.2) lassen sich die tangentialen, aber auch die radiale Bewegungskomponente nahezu vollständig eliminieren, wenn jeder AMR-Sensor in der x-y-Ebene des Lenkerkoordinatensystems platziert wird. Eine radiale Lagerverformung, welche gemäß Abschnitt 3.1.2 zumindest bei Lenkern mit nur zwei Lagern ausschließlich in Lenkerlängsrichtung (also entlang der x-Achse des Lenkerkoordinatensystems) auftreten kann, führt zu einer Störbewegung mit einer radialen und einer tangentialen Komponente. Die zu vermeidende tangentialen Komponente verschwindet, wenn jeder Sensor in der x-z-Ebene des Lenkerkoordinatensystems liegt. Axiale Lagerverformungen verursachen nur eine axiale Verschiebung aller AMR-Sensoren unabhängig von deren Positionierung im Lagerkern.

Zweitens sollen die Störbewegungen im Verhältnis zur tangentialen Bewegung eines AMR-Sensors aufgrund der Lagertorsion und damit deren Störpotenzial möglichst gering sein. Die Größe der durch die Lagertorsion hervorgerufenen tangentialen Sensorbewegung ist proportional zur radialen und unabhängig von der axialen und tangentialen Sensorposition im entspannten Lager. Der aufgrund von rotatorischen Lagerverformungen zurückgelegte Weg eines AMR-Sensors ist grundsätzlich ebenfalls proportional zum Sensorabstand von der Rotationsachse des Lagers. Deshalb ist die Auswirkung rotatorischer Störbewegungen auf die Messgenauigkeit von der radialen Positionierung eines AMR-Sensors unabhängig. Translatorische (also axiale und radiale) Lagerverformungen führen zu Sensorbewegungen, deren Richtung und Größe unabhängig von der Sensorplatzierung sind. Der Einfluss der translatorischen Störgrößen ist daher umgekehrt proportional zur radialen Position eines AMR-Sensors. Darum ist eine Positionierung in einem möglichst großen Abstand zur Lagerrotationsachse anzustreben, weshalb jeder Sensorchip innerhalb des Lagerkerns in unmittelbarer Nähe zur Gummischicht zu platzieren ist. Die Wirkung translatorischer Störgrößen ist von der axialen Koordinate der Sensorposition unabhängig. Die Auswirkung axialer Lagerverformungen ist außerdem unabhängig von der tangentialen Position eines AMR-Sensors.

Drittens ist der Abstand der AMR-Sensoren zur ferromagnetischen Lagerschraube, welche durch den Lagerkern verläuft, möglichst groß zu wählen, da deren Einfluss auf den Magnetfeldverlauf mit zunehmender Entfernung sinkt.

Zusammenfassend ist der Einfluss der translatorischen und rotatorischen Störgrößen sowie der Lagerschraube auf die Messung der Lagertorsion bei einer Positionierung der AMR-Sensoren auf der Lenkerlängsachse (x-Achse) in einem möglichst großen Abstand zum Lagermittelpunkt am geringsten. Basierend auf dieser Tatsache werden in das Sensorlager zwei AMR-Sensoren integriert, welche auf der Lenkerlängsachse (x-Achse) symmetrisch zum Lagermittelpunkt angeordnet sind (siehe Abbildung 3.13). Durch die Bildung des Mittelwertes aus den Lagerverdrehwinkeln, die mit den beiden Sensoren unabhängig voneinander gemessen werden, wird fast eine vollständige Kompensation der durch die tangentialen

Störbewegungskomponente einer radialen Lagerverformung verursachten Messabweichung erreicht. Die Wirkung kardanischer Störbewegungen lässt sich im Gegensatz dazu durch den Einsatz mehrerer AMR-Sensoren nicht wirksam reduzieren. Besonders zwei sich bezüglich des Lagermittelpunktes symmetrisch gegenüberliegende Sensoren zeigen bei rotatorischen Störbewegungen den gleichen Messfehler mit gleichem Vorzeichen.

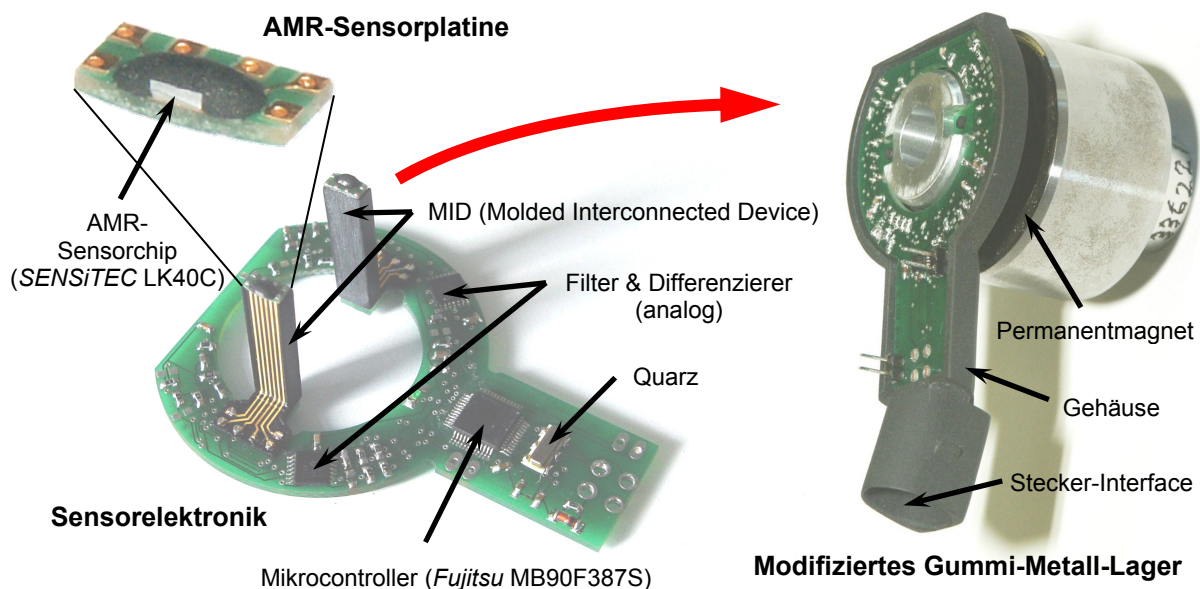


Abbildung 3.14 Prototyp des Sensorlagers (ZF Lemförder)

Abbildung 3.14 zeigt die Komponenten eines von der *ZF Lemförder Fahrwerktechnik GmbH & Co. KG* für Labor- und Fahrzeugmessungen aufgebauten Prototyps des Sensorlagers, welcher auf der in Abbildung 3.13 dargestellten Sensorkonstruktion basiert.

Im **Vergleich zur Serienlösung** bietet dieser Aufbau eines in ein Gummi-Metall-Lager integrierten Fahrzeugniveausensors einige Vorteile [4]. So befinden sich die Sensorelemente im Lager und sind daher vor mechanischen und chemischen Umwelteinflüssen sehr gut geschützt. Zusätzlich bietet die Lageraufnahme in der Regel dem Lager selbst, aber auch der Sensorelektronik einen wirksamen Schutz vor Steinschlag. Die Erfassung der Lager-torsion erfolgt zielgemäß (siehe Abschnitt 1.2) vollständig berührungslos unter Verzicht auf zusätzliche sensorbedingte Reibpaarungen, da diese potenziell mit Kosten und Verschleiß verbunden sind. Zur Gewährleistung der mechanischen Funktion und der Lebensdauer des Lagers bleiben die Gummischichten trotz der Integration des Sensors qualitativ unverändert. Von gewissem Nachteil ist jedoch die notwendige, aber moderate Vergrößerung des Bauraumes, vor allem des Lagerdurchmessers, was die Kompatibilität zu mechanisch gleichwertigen sensorfreien Gummi-Metall-Lagern stark einschränkt. Durch die Integration in ein vorhandenes Bauteil sinkt der Aufwand für Montage und Logistik.

4 Auslegung und Optimierung des Permanentmagneten

Die Performance des in Kapitel 3 vorgestellten, in ein Gummi-Metall-Lager eines Pkw-Fahrwerklenkers integrierten Fahrzeugniveausensors hängt wesentlich von der Ausprägung des Magnetfelds des verwendeten Permanentmagnetrings ab. Von besonderem Interesse ist der Verlauf, aber auch die Stärke des Magnetfeldes im Bereich der ins Lager integrierten AMR-Sensoren.

Auf der Basis geeigneter Ansätze erfolgt in diesem Kapitel unter Anwendung der Theorie magnetischer Felder die Herleitung und Diskussion verschiedener Magnetfelder des Permanentmagnetrings. Dabei besteht das Ziel, ein Optimum hinsichtlich der anzustrebenden Unempfindlichkeit gegenüber der sensorischen Erfassung störender **Lagerverformungen**, der erreichbaren **Feldstärke** in Sensornähe, der **Signallinearität** und der ökonomischen **Herstellbarkeit** des Permanentmagnetrings mit einem solchen Feldverlauf zu erreichen. Die sich aus diesen Forderungen ergebenden Magnetfeldeigenschaften bilden die Grundlage für die Herleitung der Magnetfelder. Eine Überprüfung deren Erfüllung und damit der Korrektheit der Herleitungen einschließlich der Anwendbarkeit dabei getroffener Näherungen erfolgt durch einen Vergleich der Ergebnisse mit denen einer numerischen Berechnung¹⁸ der ermittelten Feldverläufe unter Anwendung der Finite Elemente Methode (FEM).

Abschließend wird anhand labortechnischer Untersuchungen eine qualitative Bewertung des Magnetfelds des Permanentmagnetrings aus dem aufgebauten Prototyp des Sensorlagers bezüglich dessen Sollverlaufs durchgeführt.

4.1 Vorbetrachtungen und Grundlagen

4.1.1 Vorbetrachtungen zum Sensorlagermagnetfeld

Das Magnetfeld im Sensorlager lässt sich entsprechend der geometrischen Anordnung der einzelnen für den Feldverlauf relevanten Bauteile des Lagers von innen nach außen in folgende konzentrische (hohl)zylinderförmige Zonen unterteilen (siehe Abbildung 3.13 auf Seite 35):

- (ferromagnetische) Schraube innerhalb des Lagerkerns
- Lagerkern aus Aluminium (zuzüglich AMR-Sensoren)
- Gummischicht (ggf. inklusive Zwischenhülse aus Aluminium oder Kunststoff)
- Permanentmagnetring
- äußere Lagerhülse (ggf. ferromagnetisch; einschließlich Lagerbuchse des Lenkers)

¹⁸ Simulationstool: Femm 3.3

In jedem dieser Gebiete müssen bestimmte magnetfeldrelevante Eigenschaften gelten, die sich aus den Maxwell'schen Gleichungen (siehe Abschnitt 4.1.2) oder den gewünschten Eigenschaften des Sensorlagers ergeben. Einige grundlegenden Eigenschaften des gesuchten Magnetfeldverlaufs werden in diesem Abschnitt als Basis für die Ermittlung geeigneter Magnetfelder in den Abschnitten 4.2 und 4.3 diskutiert und um Annahmen, die für eine effektive Lösungsfindung notwendig sind, ergänzt.

Die einzige Quelle des Feldes ist der Permanentmagnetring aufgrund dessen Magnetisierung \vec{M}_p . Diese wird bei seiner Herstellung eingepreßt.

Die Korrosions- und Temperaturbeständigkeit des Magnetmaterials muss den für den Einsatz des Sensorlagers im Bereich der Fahrzeugachse in Abschnitt 2.1 aufgeführten hohen Anforderungen genügen. Für den in Abschnitt 3.1.1 beschriebenen Herstellungsprozess von Gummi-Metall-Lagern ist für eine erfolgreiche Kalibrierung der Lagerkennung außerdem eine hohe Elastizität des Magnetmaterials erforderlich, um einen Materialbruch zu vermeiden. Aus diesen Gründen eignen sich derzeit als Magnetwerkstoff nur kunststoffgebundene Ferrite, deren Dehngrenze zumindest wenige Prozent beträgt. Zusätzlich bieten diese im Vergleich zu anderen Magnetwerkstoffen auch Vorteile aus ökonomischen Gesichtspunkten, weisen jedoch nur eine geringe Remanenzflussdichte von wenigen hundert Millitesla auf. Deshalb lassen sich mit diesen Ferriten auch nur verhältnismäßig schwache Magnetfelder erzeugen, wodurch die Freiheiten im Magnetfelddesign eingeschränkt sind, um gemäß Abschnitt 3.3 an den AMR-Sensoren eine Feldstärke von mindestens 20kA/m (besser 30kA/m) zu erreichen.

Die Aufmagnetisierung des kunststoffgebundenen Magnetmaterials erfolgt im Herstellungsprozess des Magneten, indem das Druckgussverfahren in einem starken Magnetfeld abläuft. Durch die Materialerstarrung während des Abkühlungsprozesses wird im Magnetring eine gleichmäßige materialabhängige Magnetisierung in Richtung der Magnetfeldlinien fixiert.

Bei der Auslegung des Magnetfeldes besteht das Ziel, dass Änderungen der Feldrichtung an den AMR-Sensoren nur durch die zu messende Lagertorsion und nicht durch Störbewegungen verursacht werden. Deshalb sollte sich jeder die Feldrichtung messende AMR-Sensor beim Auftreten von Störgrößen nach Möglichkeit auf einer Isokline bewegen. Eine Isokline vereint definitionsgemäß alle Punkte im Magnetfeld mit identischer Feldrichtung und ist typischerweise ein flächenhaftes Gebilde. Die aufgrund axialer oder kardanischer Lagerverformungen gemäß Abschnitt 3.1.2 fast ausschließlich hervorgerufenen (in Richtung der z-Achse verlaufenden) axialen Störbewegungen des Sensors erfolgen grundsätzlich entlang einer Isokline, wenn zumindest in der Umgebung der AMR-Sensoren gilt, dass sämtliche Isoklinen senkrecht zu allen Querschnittsflächen des Lagers liegen. Um diese Eigenschaft zu erreichen, wird bei allen Betrachtungen eine **plansymmetrische Feldform** zu Grunde gelegt, womit das Feld in jeder Querschnittsebene des Lagers identisch ist. Das lässt sich in der Praxis in sehr guter Näherung zumindest im Bereich der AMR-Sensoren realisieren, da diese in der im Lagermittelpunkt liegenden Querschnittsebene platziert sind und das Lager einschließlich des Permanentmagnetings eine axialsymmetrische Geometrie aufweist. Deshalb können Abweichungen im Feldverlauf im Bereich der axialen Ränder des

Lagers vernachlässigt werden. Aufgrund der Symmetrie ist die axiale Feldkomponente beim plansymmetrischen Feld in der Theorie gleich null. In der Praxis gilt das in sehr guter Näherung zumindest in der Lagerquerschnittsebene, in der die AMR-Sensoren liegen.

Bei der Herleitung der Magnetfeldverläufe wird der Bereich innerhalb des Permanentmagnet-rings, in dem sich unter anderem auch die AMR-Sensoren befinden, vereinfacht als nicht magnetisierbar angenommen. Das bedeutet eine Vernachlässigung des Einflusses der sich im Lager befindenden ferromagnetischen Schraube. Diese Vereinfachung ist zulässig, da in genügend großer Entfernung von der Schraube, also auch in der Umgebung der AMR-Sensoren, nur eine geringe Änderung des Magnetfeldes hervorgerufen wird. Das belegen FEM-Berechnungen verschiedenster Feldverläufe im Sensorlager mit und ohne Berücksichtigung der Lagerschraube.

Außerhalb des Magnetrings konzentriert sich das Feld in der entsprechenden Lagerbuchse des Lenkers und der sich darin befindenden äußeren Lagerhülse, wenn diese ferromagnetische Eigenschaften aufweisen. Neben den konstruktiven Vorteilen und Notwendigkeiten einer Verwendung ferromagnetischen Materials für diese beiden Bauteile ist das auch die Voraussetzung, um die Feldstärke im Bereich der AMR-Sensoren zu maximieren. Analog zur Lagerschraube wird bei der Herleitung der Magnetfeldverläufe der vom Magneten weit entfernte Stahl-Luft-Übergang zur Lenkerumgebung vernachlässigt sowie eine konstante Permeabilität innerhalb der ferromagnetischen Bauteile angenommen.

Ebenso wird beim Magnetfelddesign die konstruktiv notwendige geringe Abweichung des Magneten von der Hohlzylinderform an den Rändern der Magnethalbschalen vernachlässigt. Auch dadurch sind keine nennenswerten Auswirkungen auf das Magnetfeld im Bereich der AMR-Sensoren zu erwarten.

4.1.2 Grundlagen der Theorie magnetischer Felder im Sensorlager

In diesem Abschnitt sind die für die Herleitungen innerhalb dieses Kapitels benötigten Grundlagen der Theorie zur Berechnung magnetischer Felder zusammengefasst, um die verwendeten Begriffe und Formelzeichen zu definieren. Eine ausführliche Darstellung der Feldtheorie erfolgt in einschlägiger Fachliteratur, beispielsweise in [40] und [41].

Für jedes Magnetfeld gelten die **Maxwellschen Gleichungen** mit der **magnetischen Feldstärke** \vec{H} , der **magnetischen Flussdichte** \vec{B} und der **elektrischen Stromdichte** \vec{S} , welche für zeitunabhängige Vorgänge folgende differentielle bzw. integrale Form besitzen [40], [41]:

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{S} \xrightarrow[\substack{\text{Stokesscher Integralsatz} \\ W \text{ ist geschlossene Randkurve} \\ \text{einer räumlichen Fläche } A}]{\text{}} \oint_W \vec{H} d\vec{s} = \iint_A \vec{S} d\vec{A} \quad (\text{Durchflutungsgesetz}) \quad (5)$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \xrightarrow[\substack{\text{Gaußscher Integralsatz} \\ A \text{ ist geschlossene Randfläche} \\ \text{eines räumlichen Bereichs}}]{\text{}} \oiint_A \vec{B} d\vec{A} = 0 \quad (\text{Quellenfreiheit von Wirbelfeldern}) \quad (6)$$

Über die **Magnetisierung** \vec{M} , als Eigenschaft des betrachteten Mediums, und die **Permeabilität des Vakuums** μ_0 besteht folgender Zusammenhang zwischen der magnetische Feldstärke und der magnetischen Flussdichte [40]:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} + \vec{M} \xrightarrow{\vec{M}=0} \vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (7)$$

In der Literatur wird oft zwischen den Begriffen „Magnetisierung“ und „Polarisation“ unterschieden, welche aber über die Permeabilität des Vakuums in einem festen proportionalen Zusammenhang stehen, weshalb eine Unterscheidung unnötig ist [40]. Der hier verwendete Begriff der Magnetisierung wird in der Literatur sogar oft als Polarisation bezeichnet.

Von den Bauteilen des Sensorlagers, die für den Verlauf des Magnetfelds relevant sind, kann nur das Gebiet innerhalb des Permanentmagnetrings (Gummi, Lagerkern, nicht ferromagnetische Lagerschraube) aufgrund der in diesem Bereich verwendeten Werkstoffe oder Näherungen (wie der Vernachlässigung der ferromagnetischen Eigenschaften der Schraube im Lagerkern) als quasi magnetisierungsfrei betrachtet werden. Gleiches gilt ausschließlich während des Magnetisierungsprozesses im Permanentmagneten selbst auch.

Aufgrund der Eigenschaften des gemäß Abschnitt 4.1.1 für den Permanentmagnetring zu verwendenden Materials wird für dessen Verwendung im Sensorlager näherungsweise angenommen, dass die Magnetisierung im Magneten grundsätzlich konstant ist und der Remanenzflussdichte¹⁹ entspricht.

Da im gesamten Sensorlager keine, ein relevantes Magnetfeld verursachende Stromdichte auftritt, kann sie in Gleichung 5 in sehr guter Näherung vernachlässigt werden. Damit gelten für das Magnetfeld in den einzelnen Bauteilen des Sensorlagers in Abhängigkeit von der darin herrschenden Magnetisierung \vec{M} aufgrund der Gleichungen 5, 6 und 7 folgende Eigenschaften:

$$0 = \vec{S} = \text{rot} \vec{H} = \text{rot} \frac{\vec{B} - \vec{M}}{\mu_0} = \frac{\text{rot} \vec{B} - \text{rot} \vec{M}}{\mu_0} \Rightarrow \text{rot} \vec{B} = \text{rot} \vec{M} \xrightarrow{\vec{M}=0} \text{rot} \vec{B} = 0 \quad (8)$$

$$0 = \text{div} \vec{B} = \text{div} (\mu_0 \cdot \vec{H} + \vec{M}) = \mu_0 \cdot \text{div} \vec{H} + \text{div} \vec{M} \Rightarrow \text{div} \vec{H} = \frac{\text{div} \vec{M}}{\mu_0} \xrightarrow{\vec{M}=0} \text{div} \vec{H} = 0 \quad (9)$$

Zur Vereinfachung der Beschreibung von Magnetfeldern bietet sich unabhängig davon die Einführung des **magnetischen Vektorpotenzials** \vec{A} in folgender Form an:

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (10)$$

Für jedes beliebige Vektorpotenzial \vec{A} ist Gleichung 6 grundsätzlich erfüllt, da gilt:

$$\text{div} \text{rot} \vec{A} = 0 \quad (\text{ein Rotorfeld ist quellenfrei}) \quad (11)$$

Ein und dasselbe Feld ist durch unendlich viele Vektorpotenziale \vec{A} darstellbar, da allgemein gilt:

$$\text{rot} \vec{A} = \text{rot} (\vec{A} + \text{grad } a_{\text{frei}}) = \text{rot} \vec{A} + \text{rot grad } a_{\text{frei}} = \text{rot} \vec{A} \quad (12)$$

¹⁹ Als Remanenzflussdichte wird im Allgemeinen die magnetische Flussdichte bezeichnet, die herrscht, wenn die magnetische Feldstärke gleich null ist („magnetischer Kurzschluss“).

Durch eine geeignete Wahl von a_{frei} lässt sich das Potenzial nach Bedarf eichen. Im Sensorlager soll das Feld in Richtung der z-Achse plansymmetrisch sein und in dieser Richtung keine Feldkomponente besitzen. Zur Darstellung aller diesen Bedingungen genügenden Feldern bietet sich eine Eichung an, bei der nur A_z existiert und eine (beliebige) Funktion von x und y (bei Verwendung der kartesischen Koordinaten x , y und z) bzw. r und ϕ (bei Verwendung der Zylinderkoordinaten r , ϕ und z) ist:

$$A_x = 0; \quad A_y = 0; \quad A_z = f(x, y) = \tilde{f}(r, \phi) \quad (13)$$

Bei dieser Eichung für plansymmetrische Felder kann der Feldverlauf anhand des magnetischen Vektorpotenzials \vec{A} veranschaulicht werden, da in jeder Symmetrieebene, also jeder Lagerquerschnittsfläche, entlang jeder beliebigen Feldlinie der magnetischen Flussdichte das Vektorpotenzial konstant ist.

Für die Erfüllung des Durchflutungsgesetzes nach Gleichung 5 muss mit Gleichung 7 für \vec{A} gelten:

$$\vec{S} = \text{rot} \vec{H} = \text{rot} \frac{\vec{B} - \vec{M}}{\mu_0} = \frac{\text{rot} \vec{B} - \text{rot} \vec{M}}{\mu_0} = \frac{\text{rot} \text{rot} \vec{A} - \text{rot} \vec{M}}{\mu_0} = \frac{\text{grad} \text{div} \vec{A} - \Delta \vec{A} - \text{rot} \vec{M}}{\mu_0} \quad (14)$$

Da die Eichung nach Gleichung 13 gleichzeitig die Bedingung

$$\text{div} \vec{A} = 0 \quad (\text{Coulomb-Eichung}) \quad (15)$$

erfüllt, ergibt sich für das magnetische Vektorpotenzial \vec{A} aufgrund der Abwesenheit für das Magnetfeld relevanter Stromdichten:

$$\Delta \vec{A} = -\mu_0 \cdot \vec{S} - \text{rot} \vec{M} = -\text{rot} \vec{M} \xrightarrow{\vec{M}=0} \Delta \vec{A} = 0 \quad (16)$$

Innerhalb von stromdichtefreien Gebieten lässt sich jedes Magnetfeld nicht nur anhand des Vektorpotenzials \vec{A} , sondern auch mit einem skalaren magnetischen Potenzial ψ wie folgt beschreiben, wobei jedes beliebige **magnetische Skalarpotenzial** ψ Gleichung 8 erfüllt:

$$\vec{H} = -\text{grad} \psi \Rightarrow \vec{S} = \text{rot} \vec{H} = -\text{rot} \text{grad} \psi \equiv 0 \quad (\text{ein Gradientenfeld ist wirbelfrei}) \quad (17)$$

Das Skalarpotenzial eines Magnetfeldes muss grundsätzlich stetig sein, da die Feldstärke überall einen definierten endlichen Wert besitzt. Die Möglichkeiten der Eichung des magnetischen Skalarpotenzials ψ beschränkt sich auf die freie Wahl des Potenzialoffsets. Dieser wird in der Praxis häufig für unendlich weit von der Quelle des Magnetfeldes entfernte Punkte auf null gesetzt, was auch für das Feld im Sensorlager gelten soll. Die Äquipotenzialflächen des magnetischen Skalarpotenzials ψ verlaufen grundsätzlich senkrecht zu den Feldlinien der magnetischen Feldstärke \vec{H} . Zur Erfüllung von Gleichung 9 gilt für das magnetische Skalarpotenzial ψ :

$$\begin{aligned}
0 = \operatorname{div} \vec{B} &= \mu_0 \cdot \operatorname{div} \vec{H} + \operatorname{div} \vec{M} = -\mu_0 \cdot \operatorname{div} \operatorname{grad} \psi + \operatorname{div} \vec{M} = -\mu_0 \cdot \Delta \psi + \operatorname{div} \vec{M} \\
\Rightarrow \Delta \psi &= \frac{\operatorname{div} \vec{M}}{\mu_0} = -\frac{\rho_m}{\mu_0} \quad \text{wobei} \quad \rho_m := -\operatorname{div} \vec{M} \xrightarrow{\vec{M}=0} \Delta \psi = \rho_m = 0
\end{aligned} \tag{18}$$

Äquivalent zur elektrischen Raumladungsdichte wird hier die **magnetische Raumladungsdichte** ρ_m eingeführt. Sie beschreibt die Beeinflussung der magnetischen Feldstärke durch die Magnetisierung.

An jeder Grenzfläche zwischen zwei Gebieten mit unterschiedlichen magnetischen Eigenschaften gelten für die dort herrschende Normal- oder Tangentialkomponente der magnetischen Flussdichte oder der magnetischen Feldstärke bestimmte **Übergangsbedingungen**. So ergibt sich aus der integralen Darstellung von Gleichung 6, dass aufgrund der Quellenfreiheit der magnetischen Flussdichte \vec{B} deren Normalkomponente an Grenzflächen grundsätzlich stetig ist. Ebenso lässt es sich speziell für stromdichtefreie Gebiete über Gleichung 17, aber auch allgemein anhand der integralen Darstellung von Gleichung 5 zeigen, dass die tangentiale Komponente der magnetischen Feldstärke \vec{H} an Grenzflächen immer stetig ist.

Die wegen der geforderten Plansymmetrie konstanten axialen Komponenten (z-Komponenten) der Magnetfeldgrößen \vec{H} , \vec{B} und \vec{M} sind aufgrund des zur x-y-Ebene symmetrischen Lageraufbaus gleich null. Daher bietet es sich gelegentlich an, diese Größen auf der Basis des kartesischen oder des zylindrischen Koordinatensystems (siehe Anhang A.2) als **komplexe Zahl**²⁰ in folgender Form darzustellen:

$$\begin{aligned}
\underline{H}(x, y) &:= H_x(x, y) + i \cdot H_y(x, y) = |\vec{H}| \cdot e^{i \cdot \arg(\vec{H})}; & \underline{H}(r, \phi) &:= H_r(r, \phi) + i \cdot H_\phi(r, \phi) = |\vec{H}| \cdot e^{i \cdot \arg(\vec{H})} \\
\underline{B}(x, y) &:= B_x(x, y) + i \cdot B_y(x, y) = |\vec{B}| \cdot e^{i \cdot \arg(\vec{B})}; & \underline{B}(r, \phi) &:= B_r(r, \phi) + i \cdot B_\phi(r, \phi) = |\vec{B}| \cdot e^{i \cdot \arg(\vec{B})} \\
\underline{M}(x, y) &:= M_x(x, y) + i \cdot M_y(x, y) = |\vec{M}| \cdot e^{i \cdot \arg(\vec{M})}; & \underline{M}(r, \phi) &:= M_r(r, \phi) + i \cdot M_\phi(r, \phi) = |\vec{M}| \cdot e^{i \cdot \arg(\vec{M})}
\end{aligned} \tag{19}$$

4.2 Magnetfeld mit parallelen Isoklinen

Gemäß der Abschnitte 3.1.2 und 3.4 führen translatorische und kardanische Verformungen des Sensorlagers nahezu ausschließlich zu einer Verschiebung der AMR-Sensoren in axialer oder radialer Richtung, also entlang der z-Achse oder der x-Achse des lenkerfesten Koordinatensystems. Beide Bewegungsformen sollten nach Möglichkeit keinen Einfluss auf dieensierte Magnetfeldrichtung besitzen.

Weist das Magnetfeld die im Abschnitt 4.1.1 geforderte Plansymmetrie auf, bewegt sich jeder AMR-Sensor bei einer axialen Verschiebung (entlang der z-Achse) grundsätzlich auf einer Isokline. Somit bleibt trotz dieser Störbewegung die mit den AMR-Sensoren detektierte Magnetfeldrichtung als Maß für die Lagertorsion und damit für das Fahrzeugniveau unverändert. Der gleiche Effekt kann bei einer radialen Sensorverschiebung (entlang der x-Achse) erreicht werden, wenn sich die AMR-Sensoren auch dabei auf einer Isoklinen bewegen. Das ist

²⁰ Alle komplexen Funktionen, Variablen und Konstanten werden in dieser Dissertation über den Unterstrich immer als solche gekennzeichnet. Andernfalls gelten sie grundsätzlich als reell. Als imaginäre Einheit wird i^2 verwendet.

grundsätzlich der Fall, wenn die **Isoklinenflächen** innerhalb des Permanentmagnetings und damit auch im Bereich der AMR-Sensoren **parallel zur x-z-Ebene** des lenkerfesten Koordinatensystems verlaufen.

In diesem Abschnitt sollen daher alle Magnetfelder für den Bereich innerhalb des Permanentmagnetings ermittelt und anschließend diskutiert werden, die diese Bedingung unter Berücksichtigung der im Abschnitt 4.1.1 für dieses Gebiet definierten Eigenschaften und Annahmen erfüllen.

4.2.1 Herleitung des Magnetfeldverlaufs im Sensorbereich

Aufgrund der geforderten Plansymmetrie des Magnetfeldes innerhalb des Permanentmagnetings genügt die Ermittlung des Feldes in einer beliebigen Querschnittsfläche des Lagers, da es in jeder Querschnittsfläche identisch sein soll. Aus diesem Grund wird ohne Beschränkung der Allgemeinheit hier die x-y-Ebene des lenkerfesten Koordinatensystems gewählt, in der sich zumindest im unverformten Sensorlager auch die AMR-Sensoren befinden sollen.

Bei der geforderten Form der Isoklinen ist die Feldrichtung an jedem beliebigen Punkt im Feld weder von dessen x- noch z-Komponente, sondern nur von seiner y-Komponente abhängig. **Der Verlauf einer jeden Feldlinie kann daher als eindeutige Funktion w nur in Abhängigkeit von y dargestellt werden**, wobei $w(y)$ ohne Beschränkung der Allgemeinheit per Definition den Koordinatenursprung schneiden soll:

$$x = w(y) + w_0 \Leftrightarrow w_0 = x - w(y) \quad \text{mit} \quad w(0) := 0 \quad (20)$$

Diese Definition ist zur Vereinfachung des Lösungsweges sinnvoll und auch zulässig, da aufgrund der geforderten Isoklinenform alle Feldlinien in der x-y-Ebene durch eine, über den Parameter w_0 gesteuerte, Verschiebung entlang der x-Achse zur Denkungsgleichheit gebracht werden können.

Innerhalb des Permanentmagnetings ist das durch Gleichung 13 (siehe Abschnitt 4.1.2) beschriebene magnetische Vektorpotenzial \vec{A}_i entlang jeder Feldlinie konstant, ist also nur eine Funktion von w_0 und hat daher folgende Form:

$$A_{i,x}(x,y) = 0; \quad A_{i,y}(x,y) = 0; \quad A_{i,z}(x,y) = A_{i,z}(w_0) = A_{i,z}(x - w(y)) \quad (21)$$

Da innerhalb des Permanentmagnetings keine für das Magnetfeld relevanten elektrischen Stromdichten auftreten, gilt nach Gleichung 16 (siehe Abschnitt 4.1.2):

$$\begin{aligned} 0 = \Delta A_{i,z} &= \frac{\partial^2 A_{i,z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{i,z}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{i,z}}{\partial z^2} = \frac{\partial}{\partial x} [A'_{i,z}(w_0)] + \frac{\partial}{\partial y} [-A'_{i,z}(w_0) \cdot w'(y)] + 0 \\ &= A''_{i,z}(w_0) \cdot \left[(w'(y))^2 + 1 \right] - A'_{i,z}(w_0) \cdot w''(y) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\Rightarrow \frac{A''_{i,z}(w_0)}{A'_{i,z}(w_0)} = \frac{w''(y)}{(w'(y))^2 + 1} \quad (23)$$

Da die rechte Seite dieser Gleichung nur von y abhängt, muss das zwangsläufig auch für die linke Seite gelten. Jedoch ist w_0 das Argument der linken Seite der Gleichung und laut Gleichung 20 ist w_0 eine Funktion von x und y . Daher kann Gleichung 23 nur dann für alle beliebigen x und y innerhalb des Permanentmagnetings gelten, wenn **beide Seiten gleich einer frei wählbaren Konstanten** k sind. Unter dieser Bedingung ergibt sich aus der linken Seite der Gleichung eine Differentialgleichung für die z -Komponente des magnetischen Vektorpotenzials \bar{A}_i mit folgender allgemeiner Lösung:

$$\begin{aligned} \frac{A''_{i,z}(w_0)}{A'_{i,z}(w_0)} = k &\xrightarrow{k \neq 0} \underline{\underline{A_{i,z} = A_0 \cdot e^{k \cdot (w_0 - x_0)} = A_0 \cdot e^{k \cdot (x - x_0 - w(y))}}} \\ &\xrightarrow{k = 0} \underline{\underline{A_{i,z} = A_0 \cdot (w_0 - x_0) = A_0 \cdot (x - x_0 - w(y))}} \end{aligned} \quad (24)$$

A_0 und x_0 sind hier beliebige Konstanten. Wird das Ergebnis nach $w(y)$ aufgelöst und in die rechte Seite von Gleichung 23, welche natürlich ebenfalls gleich der Konstanten k ist, eingesetzt, ergibt sich:

$$\begin{aligned} \underline{k \neq 0}: w(y) &= \frac{\ln(A_0) - \ln(A_{i,z})}{k} + x - x_0 \\ \rightarrow k &= \frac{w''(y)}{(w'(y))^2 + 1} = \frac{\left(\frac{\partial A_{i,z}}{\partial y}\right)^2 - A_{i,z} \cdot \frac{\partial^2 A_{i,z}}{\partial y^2}}{\left(\frac{\partial A_{i,z}}{\partial y}\right)^2 + 1} \Rightarrow \underline{\underline{\frac{\partial^2 A_{i,z}}{\partial y^2} + k^2 \cdot A_{i,z} = 0}} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \underline{k = 0}: w(y) &= -\frac{A_{i,z}}{A_0} + x - x_0 \\ \rightarrow 0 &= \frac{w''(y)}{(w'(y))^2 + 1} \Rightarrow 0 = w''(y) = -\frac{1}{A_0} \cdot \frac{\partial^2 A_{i,z}}{\partial y^2} \Rightarrow \underline{\underline{\frac{\partial^2 A_{i,z}}{\partial y^2} = 0}} \end{aligned}$$

Die jeweils erhaltene Differentialgleichung besitzt die folgende allgemeine Lösung:

$$\begin{aligned} \underline{k \neq 0}: \underline{\underline{A_{i,z} = \tilde{A}_0(x) \cdot \sin[k \cdot (y - y_0(x))]} \\ \underline{k = 0}: \underline{\underline{A_{i,z} = \tilde{A}_0(x) \cdot (y - y_0(x))}} \end{aligned} \quad (26)$$

Unter Berücksichtigung der gleichzeitigen Gültigkeit der Gleichungen 24 und 26 lassen sich die Funktionen $\tilde{A}_0(x)$ und $y_0(x)$ wie folgt festlegen, um mit den frei wählbaren, aber konstanten Parametern B_0 und α_i die Gesamtlösung des magnetischen Vektorpotenzials \bar{A}_i innerhalb des Permanentmagnetings sowie die Feldlinienfunktion $w(y)$ zu erhalten:

$$\underline{k \neq 0}: \tilde{A}_0(x) := A_0 \cdot e^{k \cdot (x-x_0)}; \quad y_0(x) := \text{konstant} \quad \text{und} \quad A_0 := -\frac{B_0}{k}$$

$$\rightarrow \vec{A}_i(x,y) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{B_0}{k} \cdot e^{k \cdot (x-x_0)} \cdot \sin[-k \cdot (y-y_0)] \end{pmatrix} \rightarrow w(y) = -\frac{1}{k} \cdot \ln(\sin[-k \cdot (y-y_0)])$$

(27)

$$\underline{k = 0}: \tilde{A}_0(x) := B_0 \cdot \cos(\alpha_i) \quad \text{und} \quad y_0(x) := x \cdot \tan(\alpha_i)$$

$$\rightarrow \vec{A}_i(x,y) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ B_0 \cdot [y \cdot \cos(\alpha_i) - x \cdot \sin(\alpha_i)] \end{pmatrix} \begin{array}{l} \rightarrow A_0 = -B_0 \cdot \sin(\alpha_i) \\ \rightarrow w(y) = \frac{y}{\tan(\alpha_i)} \\ \rightarrow x_0 = 0 \end{array}$$

Nach Definition gemäß Gleichung 10 (siehe Abschnitt 4.1.2) ergibt sich die innerhalb des Permanentmagnetrings herrschende magnetische Flussdichte \vec{B}_i aus der Rotation des magnetischen Vektorpotenzial \vec{A}_i :

$$\underline{k \neq 0}: \vec{B}_i(x,y) = \text{rot } \vec{A}_i(x,y) = \begin{pmatrix} \partial A_{i,z} / \partial y \\ -\partial A_{i,z} / \partial x \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_0 \cdot e^{k \cdot (x-x_0)} \cdot \cos[-k \cdot (y-y_0)] \\ B_0 \cdot e^{k \cdot (x-x_0)} \cdot \sin[-k \cdot (y-y_0)] \\ 0 \end{pmatrix} \quad (28)$$

$$\underline{k = 0}: \vec{B}_i(x,y) = \text{rot } \vec{A}_i(x,y) = \begin{pmatrix} \partial A_{i,z} / \partial y \\ -\partial A_{i,z} / \partial x \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_0 \cdot \cos(\alpha_i) \\ B_0 \cdot \sin(\alpha_i) \\ 0 \end{pmatrix}$$

Durch partielle Integration lässt sich aus der magnetischen Flussdichte das magnetische Skalarpotenzial ψ_i bestimmen (siehe Gleichungen 7 und 17 in Abschnitt 4.1.2):

$$\underline{k \neq 0}: \vec{B}_i = \mu_0 \cdot \vec{H}_i = -\mu_0 \cdot \text{grad } \psi_i \Rightarrow \psi_i(x,y) = -\frac{B_0}{\mu_0 \cdot k} \cdot e^{k \cdot (x-x_0)} \cdot \cos[-k \cdot (y-y_0)]$$

$$\underline{k = 0}: \vec{B}_i = \mu_0 \cdot \vec{H}_i = -\mu_0 \cdot \text{grad } \psi_i \Rightarrow \psi_i(x,y) = -\frac{B_0}{\mu_0} \cdot [x \cdot \cos(\alpha_i) + y \cdot \sin(\alpha_i)] \quad (29)$$

4.2.2 Eigenschaften des Magnetfeldes im Sensorbereich

Zusammenfassend ist anhand der Gleichungen 27 bis 29 zu erkennen, dass alle mit $k \neq 0$ erhaltenden Felder bemerkenswerterweise in ihrer Grundform identisch sind (siehe Abbildung 4.1). Mit den verbliebenen Parametern B_0 , k , x_0 und y_0 lassen sich nur folgende Eigenschaften variieren:

achse des Lagers (z-Achse) platziert sein. Diese Aussage deckt sich mit einer gleich lautenden, wenn auch abweichend begründeten Forderung aus Abschnitt 3.4.

Der mit dem AMR-Sensor zu messende Winkel α_i zwischen der Richtung der magnetischen Flussdichte dieses Feldes und der x-Achse des lenkerfesten Koordinatensystems ist eine lineare Funktion von y und ist wie gefordert unabhängig von x . Dabei ist k der Proportionalitätsfaktor zwischen der offsetbereinigten y-Koordinate und dem Winkel α_i :

$$\alpha_i(x, y) = \arg(B_{i,x} + i \cdot B_{i,y}) = -k \cdot (y - y_0) + \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{B_0}{|B_0|} - 1 \right) = \alpha_i(y) \quad (31)$$

Über den Parameter y_0 kann die am AMR-Sensor wirkende Feldrichtung im entspannten Lager festgelegt werden. Abgesehen davon hat er jedoch keinen Einfluss auf die Übertragungskennlinie und wird daher in den weiteren Betrachtungen vernachlässigt ($y_0 := 0$). Mit dem Parameter k kann der gewünschte Wertebereich des Feldrichtungswinkels α_i festgelegt werden, der innerhalb eines gegebenen mechanischen Bewegungsbereichs des AMR-Sensors von diesem durchlaufen wird. Da ein AMR-Sensor gemäß Abschnitt 3.3 zwar die Richtung, nicht aber das Vorzeichen des ihn umgebenden Magnetfeldes eindeutig erfassen kann, darf k einen vom Torsionsbereich des Lagers und der radialen Sensorposition im Lager abhängigen Betrag \hat{k} nicht überschreiten, um die Eindeutigkeit der Ausgangssignale des Sensors zu gewährleisten (siehe auch Abbildung 4.1):

$$\mp \hat{\alpha}_s = \mp \frac{\pi}{2} \pm \hat{\phi}_s = -\hat{k} \cdot (\pm \hat{y}_s) = -\hat{k} \cdot r_{s0} \cdot \sin(\pm \hat{\phi}_s) \Rightarrow \hat{k} = \frac{\frac{\pi}{2} - \hat{\phi}_s}{r_{s0} \cdot \sin(\hat{\phi}_s)} \approx \frac{1}{r_{s0}} \cdot \left(\frac{\pi}{2 \cdot \hat{\phi}_s} - 1 \right) \Bigg|_{\hat{\phi}_s \ll \frac{\pi}{2}} \quad (32)$$

Dabei ist \hat{y}_s bzw. $\hat{\phi}_s$ das durch den Sensormessbereich gegebene Betragsmaximum der im kartesischen bzw. zylindrischen Koordinatensystem die tangentielle Position des AMR-Sensors beschreibenden Koordinate y_s bzw. ϕ_s . Den Betrag des an dieser Sensorposition herrschenden Magnetfeldrichtungswinkels α_i beschreibt $\hat{\alpha}_s$. Es besteht prinzipiell das Ziel sich diesem Grenzwert zu nähern, da sich mit steigendem Betrag von k die Signalauflösung aufgrund des wachsenden Signalhubs verbessert. Je größer der Betrag des Maßstabsfaktors k jedoch ist, umso stärker nimmt nach Gleichung 30 die magnetische Flussdichte mit steigender x-Koordinate zu. So muss besonders bei einem kleinen Bewegungsbereich des Sensors bzw. einem großen Abstand zwischen Sensor und Magnetring im Verhältnis zum Sensorabstand r_{s0} von der Lagerachse das Magnetmaterial eine hohe Remanenzflussdichte aufweisen, um die Mindestfeldstärke am AMR-Sensor zu erreichen. Dieser Zusammenhang stellt sich für \hat{k} in Abhängigkeit vom Innenradius des Permanentmagnetrings r_i wie folgt dar:

$$\frac{B_i(x = r_i)}{B_i(x = r_{s0})} = \frac{e^{\hat{k} \cdot r_i}}{e^{\hat{k} \cdot r_{s0}}} = e^{\left(\frac{r_i}{r_{s0}} - 1 \right) \left(\frac{\frac{\pi}{2} - \hat{\phi}_s}{\sin(\hat{\phi}_s)} \right)} \approx e^{\left(\frac{r_i}{r_{s0}} - 1 \right) \left(\frac{\pi}{2 \cdot \hat{\phi}_s} - 1 \right)} \Bigg|_{\hat{\phi}_s \ll \frac{\pi}{2}} \quad (33)$$

Um eine Mindestfeldstärke von 30kA/m am AMR-Sensor bei der in Abbildung 4.1 dargestellten geometrischen Anordnung selbst im unverformten Lager zu erreichen, wie sie für den in Tabelle 3.1 beschriebenen Sensortyp idealerweise benötigt wird, tritt damit innerhalb des Permanentmagnetings eine maximale magnetische Flussdichte bei $r=r_i$ von 0,23T auf. Diese hohe Flussdichte ist mit derzeitig verfügbaren Magnetmaterialien, die alle am Anfang des Kapitels 4 geforderten Eigenschaften besitzen, nicht zu erreichen.

Beim Magnetfeld mit parallelen Isoklinen wird bei der Vernachlässigung von Störbewegungen im Lager eine nahezu lineare Kennlinie zwischen dem vertikalen Radweg z_{Rad} und dem relativ zum AMR-Sensor herrschenden Magnetfeldrichtungswinkel β_s erreicht:

$$\beta_s = \alpha_s - \phi_s = -k \cdot y_s - \phi_s = -k \cdot r_{s0} \cdot \frac{z_{\text{Rad}}}{L_{\text{Lenker}}} - \arcsin\left(\frac{z_{\text{Rad}}}{L_{\text{Lenker}}}\right) \approx -\underbrace{\frac{z_{\text{Rad}}}{L_{\text{Lenker}}}}_{\approx \phi_s} \cdot (k \cdot r_{s0} + 1) \quad \left| \hat{\phi}_s \ll \frac{\pi}{2} \right. \quad (34)$$

$$\text{mit: } y_s = \frac{r_{s0}}{L_{\text{Lenker}}} \cdot z_{\text{Rad}} \rightarrow \sin(\phi_s) = \frac{y_s}{r_{s0}} = \frac{z_{\text{Rad}}}{L_{\text{Lenker}}}$$

Die Kennlinie ist von der wirksamen Länge L_{Lenker} des Fahrwerklenkers abhängig, in den das Sensorlager integriert ist und gilt unter der Annahme, dass der Lenker beim entspannten Lager waagrecht ist. Der Linearitätsfehler tritt nur an den Rändern des Messbereichs verstärkt auf und liegt für Sensorlager mit typischen Geometrien und Verformungsbereichen in der Größenordnung von etwa einem Promille des Messbereichs. Er kann daher vernachlässigt werden.

Im **Spezialfall $k=0$** handelt es sich um ein homogenes Feld mit dem konstanten Feldrichtungswinkel α_i . Diese triviale Lösung genügt erwartungsgemäß und offensichtlich den gestellten Bedingungen. Es wird jedoch aufgrund der nachteiligen geringen Ausnutzung des Messbereichs des AMR-Sensors nicht näher betrachtet.

Neben den beiden diskutierten Feldformen ($k \neq 0$ und $k=0$) existieren keine weiteren qualitativen Ausprägungen von Magnetfeldern, welche die gestellten Bedingungen erfüllen!

4.2.3 FEM-Simulation des Magnetfeldes im Sensorbereich

Analog zum in Abbildung 4.1 im Lagerquerschnitt dargestellten berechneten Verlauf des Magnetfeldes innerhalb des Permanentmagnetings zeigt Abbildung 4.2 das Ergebnis einer FEM-Simulation unter Einbeziehung der sich im Lagerkern befindenden ferromagnetischen²¹ Schraube.

²¹ Die Permeabilität der Lagerschraube liegt mehrere Größenordnungen über der des Vakuums und kann daher ohne nennenswerte Beeinflussung des Magnetfelds auch als unendlich groß angenommen werden.

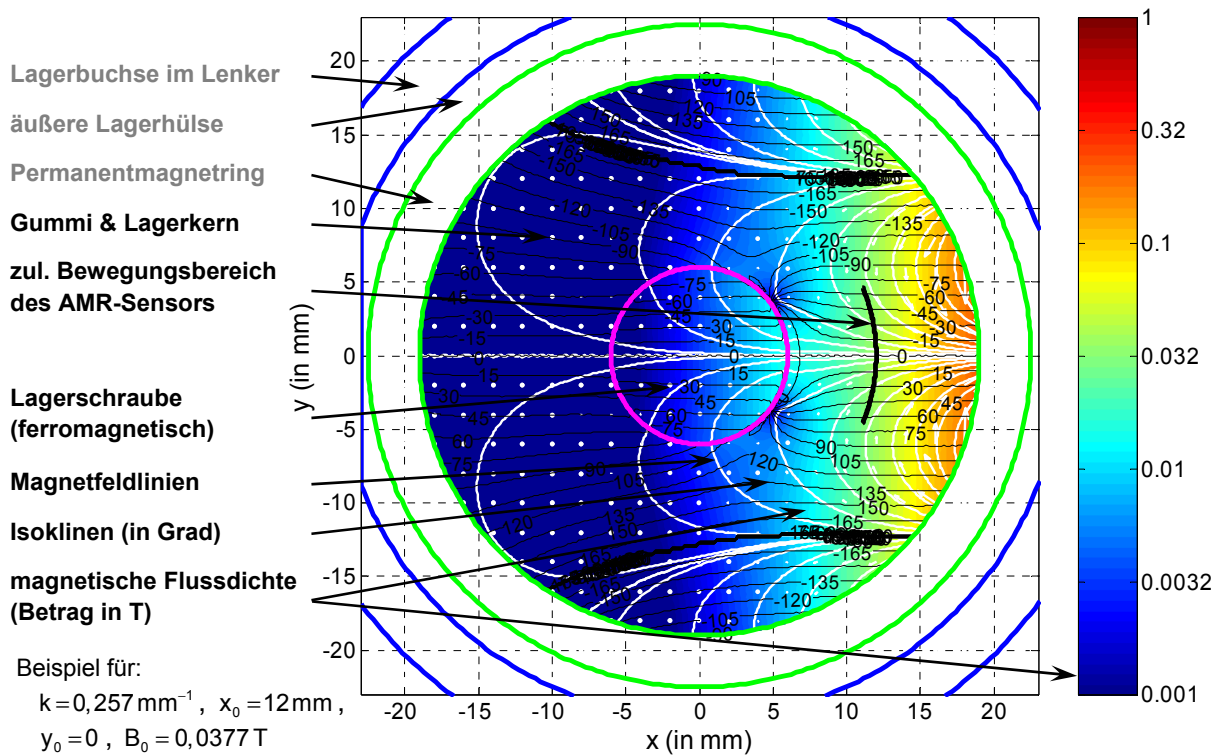


Abbildung 4.2 Magnetfeld mit parallelen Isoklinen (FEM-Simulation)

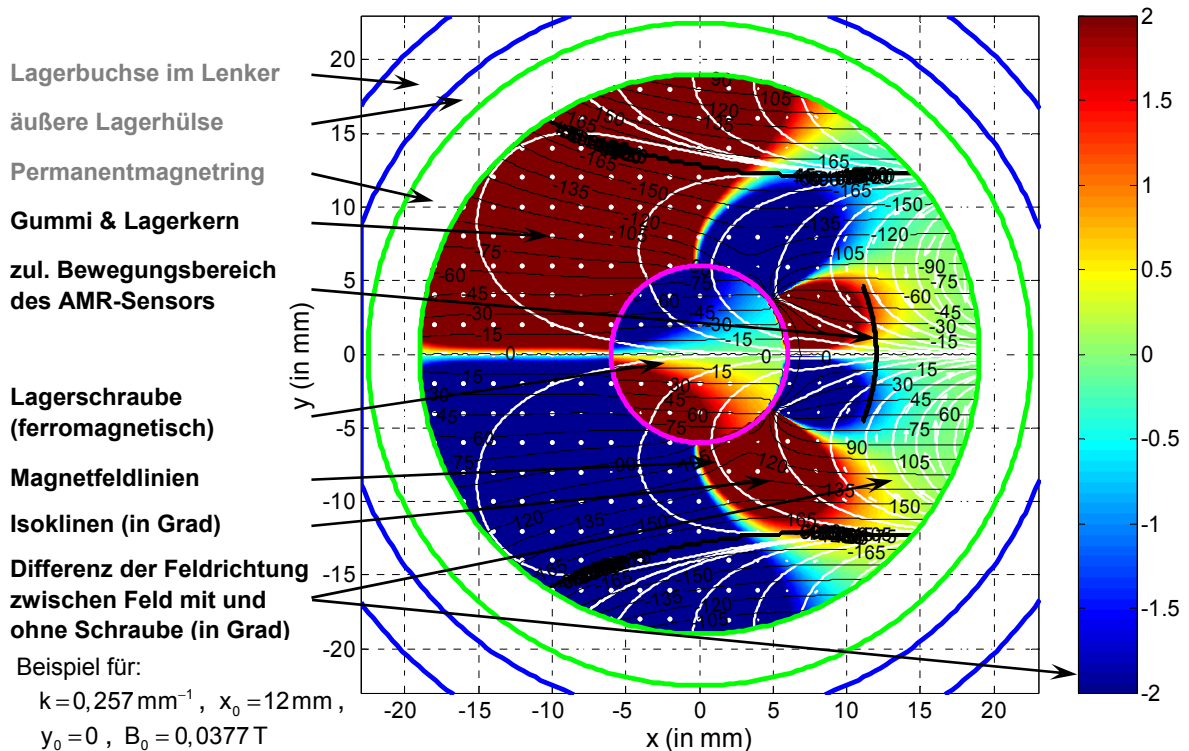


Abbildung 4.3 Feldrichtungsfehler durch Lagerschraube (FEM-Simulation)

Erwartungsgemäß unterscheiden sich beide Abbildungen im Wesentlichen nur im Bereich mit niedriger magnetischer Flussdichte, in welchem sich auch die Lagerschraube befindet. Aufgrund der im Vergleich zum Lagerkern hohen Permeabilität der Lagerschraube konzentriert sich das Magnetfeld in ihr. So unterscheidet sich der Verlauf der Isoklinen im

Bereich mit sehr geringer Flussdichte drastisch vom Feld mit parallelen Isoklinen. Nur bei einer Symmetrie des Feldes zur x-Achse verläuft unabhängig von der Permeabilität der Lagerschraube entlang dieser Achse eine Isokline (siehe Abbildung 4.2).

Die Auswirkung der ferromagnetischen Lagerschraube auf den Isoklinenverlauf zeigt Abbildung 4.3. Die Abweichung des Magnetfeldrichtungswinkels vom in Abbildung 4.1 dargestellten Wunschzustand des Feldes ist hier farblich dargestellt. Sie erreicht im Bewegungsbereich des AMR-Sensors mit maximal $1,4^\circ$ nahezu die im Abschnitt 2.1 geforderte Messgenauigkeit und ist deshalb nicht vernachlässigbar. Der Messfehler nimmt mit fallender x-Komponente überproportional zu, was ein weiterer Grund ist, beim Lagerdesign den Abstand zwischen der Schraube und dem AMR-Sensor für diesen Magnetfeldverlauf möglichst groß zu wählen. Beim Auftreten einer radialen Lagerverformung entlang der x-Achse ist zudem eine spürbare Änderung des Fehlers der Feldrichtung zu erwarten, wodurch sich die Messgenauigkeit weiter verschlechtern kann.

4.3 Rotationssymmetrisches Magnetfeld (Polring)

Im Abschnitt 4.2 wurden alle Magnetfelder innerhalb des Permanentmagnetrings diskutiert, deren Isoklinen ebene, parallel zur x-z-Ebene des lenkerfesten Koordinatensystems verlaufende Flächen sind. Diese Eigenschaft wurde zur Vermeidung von Messabweichungen gefordert, die durch Störbewegungen des AMR-Sensors aufgrund radialer Lagerverformungen hervorgerufen werden. Die Lösungsmenge umfasst neben der trivialen, aber unbrauchbaren Lösung in der Form des homogenen Feldes nur noch eine weitere Feldform, welche erhebliche Mängel aufweist. So beeinflusst zum einen die ferromagnetische Schraube im Lagerkern den Feldverlauf innerhalb des Bewegungsbereichs des AMR-Sensors in einem nicht vernachlässigbarem Maß. Andererseits ist zum Erreichen der Mindestfeldstärke am Sensorchip ein derzeit nicht verfügbares Magnetmaterial mit einer sehr hohen Remanenzflussdichte erforderlich.

Aus den genannten Gründen wird in diesem Abschnitt unter Verzicht auf die Bedingung der parallelen Isoklinen eine weitere Gruppe von Magnetfeldern innerhalb des Permanentmagnetrings berechnet und diskutiert. Grundsätzlich sind dabei alle im Abschnitt 4.1.1 aufgeführten Eigenschaften und Annahmen wiederum zu beachten. Zur Korrektur der nun durch radiale Lagerverformungen auftretenden Messfehler werden zwei sich gegenüberliegende AMR-Sensoren verwendet und der Mittelwert der darüber erfassten Feldrichtungen gebildet, wie es in Abschnitt 3.4 bereits beschrieben wurde.

Zur Reduzierung der aufgeführten Nachteile des Feldes mit parallelen Isoklinen aus Abschnitt 4.2, besonders des negativen Einflusses der Lagerschraube, bietet sich als Alternative nahezu zwangsläufig eine Feldform an, die eine hohe **Rotationssymmetrie** aufweist. An allen Stellen innerhalb einer Querschnittsebene des Lagers, an denen der Verlauf des Magnetfelds rotationssymmetrisch ist, tritt nämlich zumindest im entspannten Lager keine Störung des Feldverlaufs durch die ferromagnetische Lagerschraube auf. Beachtet man die Kreisform des Magnetrings, handelt es sich bei diesen Stellen um die Lagerachse schneidende Sehnen, zu denen das Feld bezüglich Form und Stärke symmetrisch ist (siehe Abbildung 4.4). Liegt auch eine Symmetrie bezüglich der Feldrichtung vor, so verläuft das

Feld entlang dieser Sehnen mit positivem oder negativem Vorzeichen in radialer Richtung. Jede dieser Sehnen schneidet mittig einen Nord- oder Südpol des Permanentmagnetrings, der im folgenden auch als Polring bezeichnet wird. Andernfalls ist die Feldrichtung auf beiden Seiten der Symmetrielinie zueinander entgegengesetzt. In diesem Fall besitzt das Feld entlang der Sehne nur eine tangentielle Feldkomponente. Solche Sehnen verlaufen exakt mittig zwischen zwei benachbarten Polen des Permanentmagnetrings.

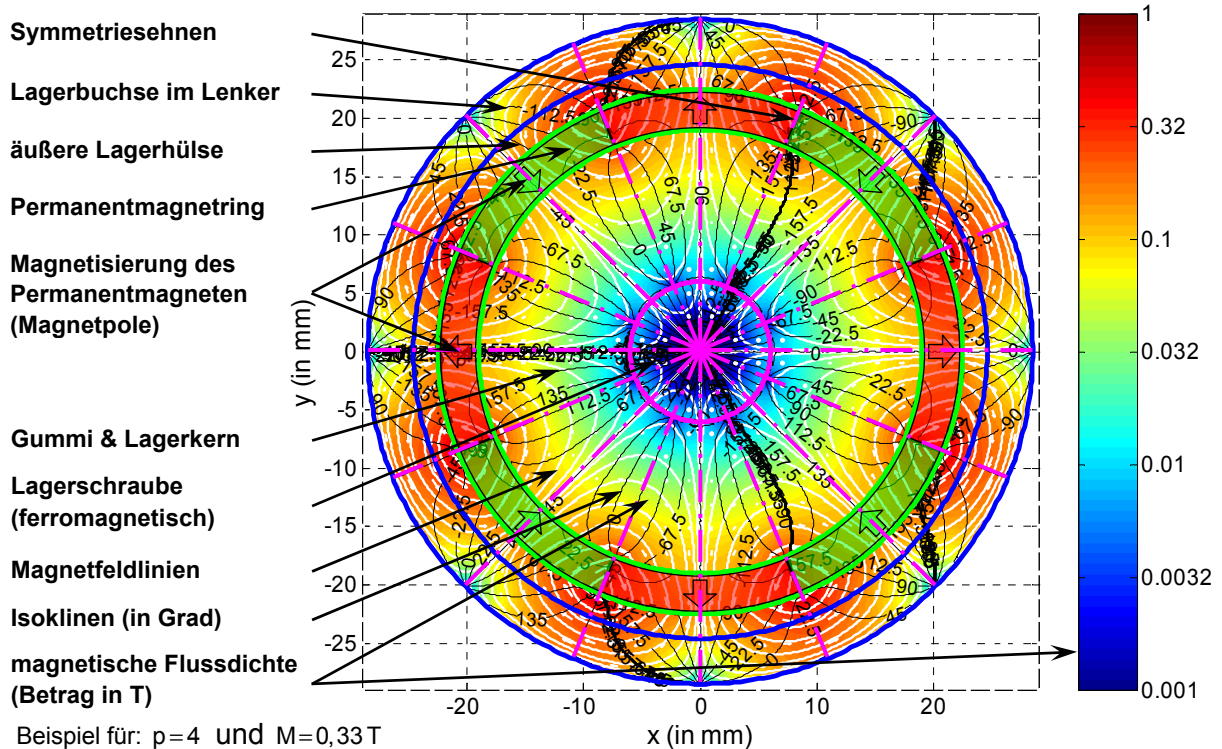


Abbildung 4.4 Beispiel für Rotationssymmetrisches Magnetfeld (FEM-Simulation)

Je Größer die Anzahl dieser Symmetrien ist, umso weniger beeinflusst die ferromagnetische Lagerschraube den Feldverlauf. Die Störungen treten im entspannten Lager ausschließlich lokal zwischen je zwei benachbarten Symmetrie-Sehnen (bevorzugt in unmittelbarer Umgebung der Lagerschraube) auf. Je geringer der Abstand zwischen den Magnetpolen ist, umso dichter liegen jene Sehnen und desto geringer sind die Feldstörungen. Der Abstand der Pole wird allerdings durch zwei Faktoren begrenzt. Einerseits kann sich der Bewegungsbereich eines AMR-Sensors maximal über zwei vollständige, durch benachbarte Sehnen voneinander getrennte Sektoren erstrecken, um die Eindeutigkeit des Ausgangssignals der AMR-Sensoren über den gesamten Messbereich zu gewährleisten. Andererseits ist zum Erreichen der Mindestfeldstärke am Sensor bei schmalere Polen eine höhere Magnetisierung des Magnetmaterials erforderlich.

Die für eine beliebige Anzahl von Polpaaren jeweils höchstmögliche Symmetrie im Feldverlauf wird erreicht, wenn durch jeden Pol und zwischen allen benachbarten Polen eine Symmetriesehne verläuft. Alle Pole besitzen zwangsläufig dazu die gleiche Breite. In diesem Fall tritt ein in tangentialer Richtung periodischer Feldverlauf auf, dessen Periode gleich der Anzahl p der Polpaare ist. In diesem Abschnitt werden alle Magnetfelder ermittelt, die diese Eigenschaft besitzen.

Von besonderem Interesse sind dabei Feldformen, bei denen die von den Sensoren erfasste Magnetfeldrichtung weitgehend linear vom vertikalen Radweg abhängt.

Analog zur Vorgehensweise aus Abschnitt 4.2.1 genügt aufgrund der geforderten Plansymmetrie des Magnetfeldes innerhalb des Permanentmagnetrings die Ermittlung des Feldes innerhalb einer beliebigen Querschnittsfläche des Lagers, da es in jeder Querschnittsfläche identisch ist. Aus diesem Grund wird hier wieder ohne Beschränkung der Allgemeinheit die x-y-Ebene des lenkerfesten Koordinatensystems gewählt, in der sich im entspannten Gummi-Metall-Lager auch die AMR-Sensoren befinden.

Aufgrund der geforderten Rotationssymmetrie des plansymmetrischen Feldes bietet sich eine mathematische Beschreibung in den Zylinderkoordinaten r , ϕ und z an Stelle von kartesischen Koordinaten x , y und z gemäß Gleichung 125 an (siehe Anhang A.2).

4.3.1 Allgemeine Herleitung des Magnetfeldverlaufs im Sensorbereich

Da das Feld eine periodische Abhängigkeit von ϕ aufweisen soll und die Periode gleich der Anzahl p der Polpaare ist, lässt sich die magnetische Feldstärke \vec{H}_i aller Felder innerhalb des Permanentmagnetrings mit dieser Eigenschaft als Fourierreihe darstellen:

$$\begin{aligned} H_{i,r}(r, \phi) &:= h_r(r) + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n(r) \cdot \sin(p \cdot n \cdot \phi) + b_n(r) \cdot \cos(p \cdot n \cdot \phi)] \\ H_{i,\phi}(r, \phi) &:= h_\phi(r) + \sum_{n=1}^{\infty} [c_n(r) \cdot \sin(p \cdot n \cdot \phi) + d_n(r) \cdot \cos(p \cdot n \cdot \phi)] \end{aligned} \quad \text{mit } p, n \in \mathbb{N} \quad (35)$$

Für die vom Radius r abhängigen Funktionen $a_n(r)$, $b_n(r)$, $c_n(r)$, $d_n(r)$, $h_r(r)$ und $h_\phi(r)$ gelten jedoch Einschränkungen aufgrund der maxwellschen Gleichungen, die das Magnetfeld grundsätzlich erfüllen muss. Gemäß Gleichung 9 aus Abschnitt 4.1.2 besitzt die magnetische Feldstärke innerhalb eines magnetisierungsfreien Permanentmagnetrings keine Divergenz:

$$\begin{aligned} 0 = \operatorname{div} \vec{H}_i &= \frac{1}{r} \cdot \left[\frac{\partial(r \cdot H_{i,r}(r, \phi))}{\partial r} + \frac{\partial H_{i,\phi}(r, \phi)}{\partial \phi} \right] \\ &= \frac{h_r(r)}{r} + h_r'(r) + \frac{1}{r} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[(a_n(r) + r \cdot a_n'(r) - d_n(r) \cdot p \cdot n) \cdot \sin(p \cdot n \cdot \phi) \right. \\ &\quad \left. + (b_n(r) + r \cdot b_n'(r) + c_n(r) \cdot p \cdot n) \cdot \cos(p \cdot n \cdot \phi) \right] \end{aligned} \quad (36)$$

Aufgrund der linearen Unabhängigkeit der einzelnen Summanden ist diese Gleichung nur erfüllt, wenn (mit Parameter h_{r0}) gilt:

$$h_r(r) = \frac{h_{r0}}{r}; \quad d_n(r) = \frac{1}{p \cdot n} \cdot [a_n(r) + r \cdot a_n'(r)]; \quad c_n(r) = -\frac{1}{p \cdot n} \cdot [b_n(r) + r \cdot b_n'(r)] \quad (37)$$

Im Abschnitt 4.1.2 wurde außerdem mit Gleichung 8 gezeigt, dass auch keine Rotation der magnetischen Feldstärke innerhalb des Permanentmagnetrings auftritt:

$$\begin{aligned}
\text{rot} \vec{H}_i = 0 \quad \Rightarrow \quad 0 &= \frac{1}{r} \cdot \left[\frac{\partial(r \cdot H_{i,\phi}(r, \phi))}{\partial r} - \frac{\partial H_{i,r}(r, \phi)}{\partial \phi} \right] \\
&= \frac{h_\phi(r)}{r} + h'_\phi(r) + \frac{1}{r} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[(c_n(r) + r \cdot c'_n(r) + b_n(r) \cdot p \cdot n) \cdot \sin(p \cdot n \cdot \phi) \right. \\
&\quad \left. + (d_n(r) + r \cdot d'_n(r) - a_n(r) \cdot p \cdot n) \cdot \cos(p \cdot n \cdot \phi) \right] \quad (38)
\end{aligned}$$

Aufgrund der linearen Unabhängigkeit der einzelnen Summanden ist diese Gleichung nur erfüllt, wenn (mit Parameter $h_{\phi 0}$) gilt:

$$h_\phi(r) = \frac{h_{\phi 0}}{r}; \quad b_n(r) = -\frac{1}{p \cdot n} \cdot [c_n(r) + r \cdot c'_n(r)]; \quad a_n(r) = \frac{1}{p \cdot n} \cdot [d_n(r) + r \cdot d'_n(r)] \quad (39)$$

Werden die unter 37 und 39 angegebenen Gleichungen von $a_n(r)$ und $d_n(r)$ bzw. $b_n(r)$ und $c_n(r)$ ineinander eingesetzt, erhält man für jede dieser Funktionen dieselbe Differentialgleichung mit folgender allgemeiner Lösung (Beispiel für $a_n(r)$):

$$\begin{aligned}
r^2 \cdot a_n''(r) + 3r \cdot a_n'(r) + (1 - p^2 \cdot n^2) \cdot a_n(r) &= 0 \\
\Rightarrow a_n(r) &= \tilde{a}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} + \tilde{d}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1} \quad (40)
\end{aligned}$$

Analog erhält man auch die Lösungen für die anderen drei Funktionen, deren Parameter \tilde{a}_n , \tilde{b}_n , \tilde{c}_n und \tilde{d}_n zunächst voneinander unabhängig sind:

$$b_n(r) = \tilde{b}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} + \tilde{c}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1}; \quad c_n(r) = -\tilde{b}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} + \tilde{c}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1}; \quad d_n(r) = \tilde{a}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} - \tilde{d}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1} \quad (41)$$

Damit besitzt die Fourierreihe der magnetischen Feldstärke aus Gleichung 35 folgende Form:

$$\begin{aligned}
H_{i,r}(r, \phi) &= \frac{h_{r0}}{r} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[(\tilde{a}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} + \tilde{d}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1}) \cdot \sin(pn\phi) + (\tilde{b}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} + \tilde{c}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1}) \cdot \cos(pn\phi) \right] \\
H_{i,\phi}(r, \phi) &= \frac{h_{\phi 0}}{r} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[(-\tilde{b}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} + \tilde{c}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1}) \cdot \sin(pn\phi) + (\tilde{a}_n \cdot r^{p \cdot n - 1} - \tilde{d}_n \cdot r^{-p \cdot n - 1}) \cdot \cos(pn\phi) \right] \quad (42)
\end{aligned}$$

Anhand der komplexen Darstellung \underline{H}_i der magnetische Feldstärke \vec{H}_i gemäß der Definition von Gleichung 19 aus Abschnitt 4.1.2

$$\underline{H}_i(r, \phi) = \frac{h_{r0}}{r} + i \cdot \frac{h_{\phi 0}}{r} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[(\tilde{b}_n + i \cdot \tilde{a}_n) r^{p \cdot n - 1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot n \cdot \phi} + (\tilde{c}_n - i \cdot \tilde{d}_n) r^{-p \cdot n - 1} \cdot e^{i \cdot p \cdot n \cdot \phi} \right] \quad (43)$$

erweist es sich für die Umsetzung der geforderten Symmetriebedingungen als zweckmäßig, die Parameter \tilde{a}_n bis \tilde{d}_n in folgender Weise durch die Parameter g_n und \tilde{g}_n , ϕ_n und $\tilde{\phi}_n$ sowie r_0 zu substituieren:

$$\tilde{b}_n + i \cdot \tilde{a}_n := \frac{g_n}{r_0^{p \cdot n - 1}} \cdot e^{i \cdot p \cdot n \cdot \phi_n} \quad \text{und} \quad \tilde{c}_n - i \cdot \tilde{d}_n := \frac{\tilde{g}_n}{r_0^{-p \cdot n - 1}} \cdot e^{-i \cdot p \cdot n \cdot \tilde{\phi}_n} \quad (44)$$

Mit dieser Modifikation lässt sich die magnetische Feldstärke von beliebigen plansymmetrischen Magnetfeldern innerhalb des magnetisierungsfreien Permanentmagnetings beschreiben, für die eine Periodizität in ϕ mit der Periode p vorliegt:

$$\begin{aligned}
 \underline{H}_i(r, \phi) &= \frac{h_{r0}}{r} + i \cdot \frac{h_{\phi0}}{r} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[g_n \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p \cdot n - 1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot n \cdot (\phi - \phi_n)} + \tilde{g}_n \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{-p \cdot n - 1} \cdot e^{i \cdot p \cdot n \cdot (\phi - \tilde{\phi}_n)} \right] \\
 \Rightarrow H_{i,r}(r, \phi) &= \frac{h_{r0}}{r} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[g_n \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p \cdot n - 1} \cdot \cos(pn(\phi - \phi_n)) + \tilde{g}_n \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{-p \cdot n - 1} \cdot \cos(pn(\phi - \tilde{\phi}_n)) \right] \\
 \Rightarrow H_{i,\phi}(r, \phi) &= \frac{h_{\phi0}}{r} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[-g_n \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p \cdot n - 1} \cdot \sin(pn(\phi - \phi_n)) + \tilde{g}_n \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{-p \cdot n - 1} \cdot \sin(pn(\phi - \tilde{\phi}_n)) \right]
 \end{aligned} \quad (45)$$

Da ϕ nur über einen Wertebereich von 2π eindeutig definiert ist, erweitert sich die Beschreibung des Magnetfeldes mit diesen Gleichungen für den Fall $p=1$ auch auf alle in ϕ nicht periodischen Felder. Alle anderen Bedingungen und Eigenschaften bleiben dabei unberührt. So lässt sich das unter dem Abschnitt 4.2 hergeleitete Magnetfeld mit parallelen Isoklinen rein theoretisch ebenfalls mit den Gleichungen 45 beschreiben. Die Bestimmung der Parameter ist jedoch oftmals nur über numerische Lösungsmethoden möglich.

Die zu Beginn des Abschnitts 4.3 geforderte Rotationssymmetrie führt zu Einschränkungen bezüglich der Parameter ϕ_n und $\tilde{\phi}_n$ sowie h_{r0} und $h_{\phi0}$. Um die geforderte Symmetrie zu erreichen, sind für die magnetische Feldstärke entlang der Symmetriesehnen entsprechende Symmetriebedingungen notwendig. Verläuft eine Symmetriesehne bei $\phi = \phi_0$ durch einen Pol (I) und daher zwangsläufig bei $\phi = \phi_0 + \pi/2p$ zwischen zwei benachbarten Polen (II), lauten diese Bedingungen an diesen beiden Stellen für beliebige r und $\Delta\phi$ wie folgt:

$$\begin{aligned}
 I_a: H_{i,r}(r, \phi_0 + \Delta\phi) &= H_{i,r}(r, \phi_0 - \Delta\phi) & II_a: H_{i,r}\left(r, \phi_0 + \frac{\pi}{2p} + \Delta\phi\right) &= -H_{i,r}\left(r, \phi_0 + \frac{\pi}{2p} - \Delta\phi\right) \\
 I_b: H_{i,\phi}(r, \phi_0 + \Delta\phi) &= -H_{i,\phi}(r, \phi_0 - \Delta\phi) & II_b: H_{i,\phi}\left(r, \phi_0 + \frac{\pi}{2p} + \Delta\phi\right) &= H_{i,\phi}\left(r, \phi_0 + \frac{\pi}{2p} - \Delta\phi\right)
 \end{aligned} \quad (46)$$

Aufgrund der linearen Unabhängigkeit aller Summanden der komplexen Darstellung aus Gleichung 45 müssen diese Bedingungen für jeden einzelnen Summanden gelten. Allein aus Bedingung II_a bzw. I_b folgt, dass die Parameter h_{r0} bzw. $h_{\phi0}$ gleich null sein müssen. Sowohl die Forderungen I_a als auch I_b werden jede für sich ausschließlich erfüllt, wenn außerdem für $n \in \mathbb{N}$ gilt:

$$\phi_n := \phi_0 + \frac{\pi}{p} \cdot o_n \quad \text{bzw.} \quad \tilde{\phi}_n := \phi_0 + \frac{\pi}{p} \cdot \tilde{o}_n \quad \text{mit} \quad o_n, \tilde{o}_n \in \mathbb{Z} \quad (47)$$

Abweichend von Gleichung 47 soll allerdings ohne Beschränkung der Allgemeinheit $\phi_n := \tilde{\phi}_n := \phi_0$ für $n \in \mathbb{N}$ gelten, da sich über die Wahl der Vorzeichen der Parameter g_n bzw. \tilde{g}_n alle Lösungen der Gleichungen 45 gleichwertig darstellen lassen, die bei $o_n \neq 0$ sowie

$\tilde{o}_n \neq 0$ entstehen. Ferner gilt folgende notwendige und unter Berücksichtigung von Gleichung 47 gleichzeitig hinreichende Bedingung zur Erfüllung jeder der Forderungen Π_a oder Π_b :

$$\forall_{m \in \mathbb{N}} \forall_{n=2 \cdot m} g_n = \tilde{g}_n = 0 \quad \rightarrow \quad \forall_{m \in \mathbb{N}} g_{2 \cdot m-1} := h_m \quad \text{und} \quad \forall_{m \in \mathbb{N}} \tilde{g}_{2 \cdot m-1} := \tilde{h}_m \quad (48)$$

Das Feld wird also nur über die Summe der ungeraden harmonischen Feldkomponenten beschrieben. Besitzt das Magnetfeld eine Rotationssymmetrie an der Stelle $\phi = \phi_0$ bzw. bei $\phi = \phi_0 + \pi/2p$, so tritt aufgrund der Periodizität p der magnetischen Feldstärke in ϕ die gleiche Symmetrie auch auf bei:

$$\phi = \phi_0 + \frac{\pi}{p} \cdot u \quad \text{bzw.} \quad \phi = \phi_0 + \frac{\pi}{p} \cdot \left(u + \frac{1}{2}\right) \quad \text{mit} \quad u \in \mathbb{Z} \quad (49)$$

Werden alle zur Gewährleistung der geforderten Rotationssymmetrie notwendigen Modifikationen der Gleichung 45 vorgenommen, ergibt sich für die magnetische Feldstärke innerhalb des Permanentmagnetrings:

$$\begin{aligned} \underline{H}_i(r, \phi) &= \sum_{m=1}^{\infty} \left[h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)} + \tilde{h}_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{-p \cdot (2m-1)-1} \cdot e^{i \cdot p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)} \right] \\ \Rightarrow H_{i,r}(r, \phi) &= \sum_{m=1}^{\infty} \left[\left(h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p \cdot (2m-1)-1} + \tilde{h}_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{-p \cdot (2m-1)-1} \right) \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \\ \Rightarrow H_{i,\phi}(r, \phi) &= \sum_{m=1}^{\infty} \left[\left(-h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p \cdot (2m-1)-1} + \tilde{h}_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{-p \cdot (2m-1)-1} \right) \cdot \sin(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \end{aligned} \quad (50)$$

Bei dieser Darstellung besitzt die magnetische Feldstärke \underline{H}_i bei $r=0$ eine Singularität. Da die Gleichungen 8 und 9 aus Abschnitt 4.1.2 jedoch auch auf der Lagerachse gelten müssen und die Feldstärke auch dort endliche Werte annehmen muss, ist diese Singularität nicht zulässig. Sie tritt nur genau dann nicht auf, wenn der Parameter \tilde{h}_m für alle $n \in \mathbb{N}$ gleich null ist. Demnach lässt sich die magnetische Feldstärke innerhalb des Permanentmagnetrings aller möglichen plansymmetrischen Magnetfelder, in denen die Magnetisierung und die Stromdichte gleich null sind, eine Periodizität in ϕ mit der Periode p vorliegt und die zu Beginn des Abschnitts 4.3 geforderte Rotationssymmetrie erfüllt ist, wie folgt darstellen:

$$\begin{aligned} \underline{H}_i(r, \phi) &= \sum_{m=1}^{\infty} \left[h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)} \right] =: \sum_{m=1}^{\infty} \underline{h}_{i,m}(r, \phi) \\ \Rightarrow H_{i,r}(r, \phi) &= \text{Re}(\underline{H}_i(r, \phi)) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \\ \Rightarrow H_{i,\phi}(r, \phi) &= \text{Im}(\underline{H}_i(r, \phi)) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[-h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot \sin(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \end{aligned} \quad (51)$$

Die komplexe Darstellung der magnetischen Feldstärke $\underline{H}_i(r, \phi)$ erlaubt die Ermittlung von Betrag $H_i(r, \phi)$ und Richtungswinkel²² $\beta_i(r, \phi)$ des Magnetfeldes definitionsgemäß gemäß Gleichung 19 aus Abschnitt 4.1.2 in folgender Weise:

$$\begin{aligned} H_i(r, \phi) &= |\underline{H}_i(r, \phi)| = \left| \sum_{m=1}^{\infty} \underline{h}_{i,m}(r, \phi) \right| = \left| \sum_{m=1}^{\infty} \left[h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)} \right] \right| \\ \beta_i(r, \phi) &= \arg(\underline{H}_i(r, \phi)) = \arg \left(\sum_{m=1}^{\infty} \underline{h}_{i,m}(r, \phi) \right) = \arg \left(\sum_{m=1}^{\infty} \left[h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)} \right] \right) \end{aligned} \quad (52)$$

Soll das Magnetfeld den zu Beginn des Abschnitts 4.3 gestellten Anforderungen genügen, muss es auf diesen Gleichungen basieren. Das Feld wird über die Parameter p , r_0 , ϕ_0 und h_m definiert. Der Parameter p entspricht der gewünschten Anzahl der Polpaare des Permanentmagnettrings. Eine Modifikation der Konstante ϕ_0 führt zu einer äquivalenten Rotation des Feldes in ϕ -Richtung um die Rotationsachse des Lagers (z -Achse). Die Größe der einzelnen linear überlagerten in eckigen Klammern angegebenen Feldkomponenten wird für den Radius $r = r_0$ mit dem von m abhängigen Parameter h_m festgelegt.

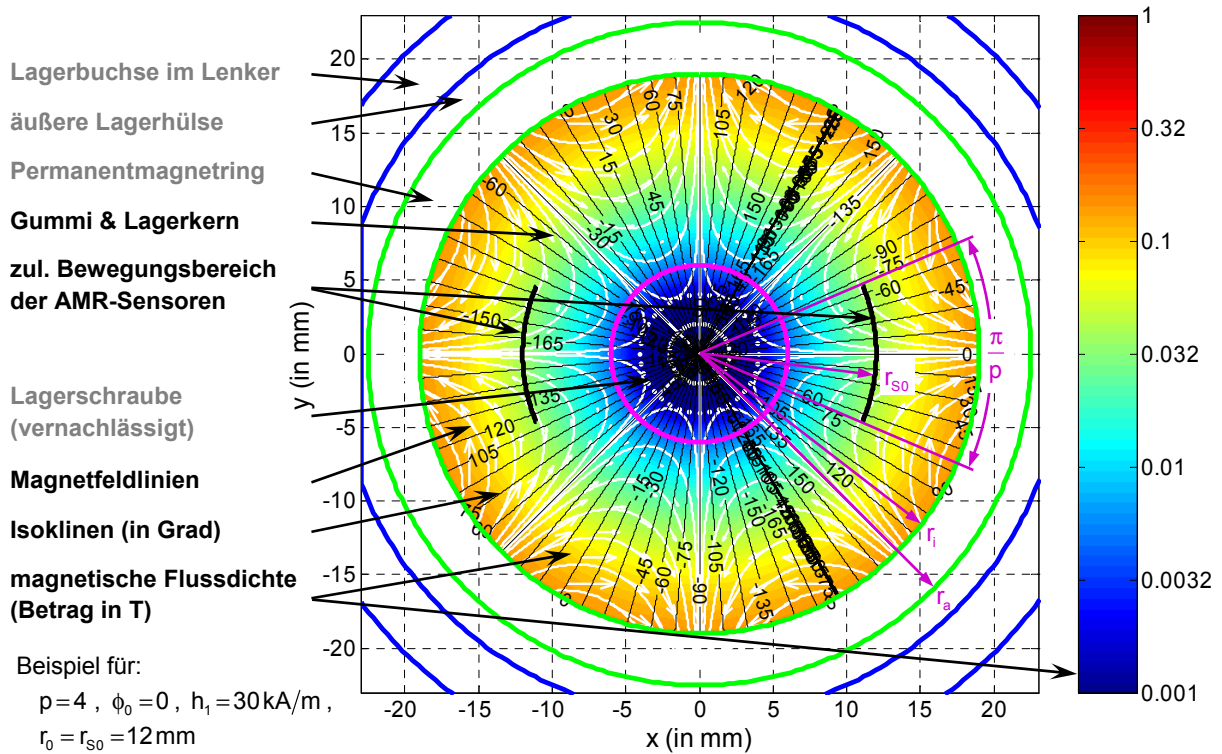
4.3.2 Optimierung des Magnetfeldverlaufs im Sensorbereich

In der Umgebung der AMR-Sensoren, also in ausreichender Entfernung vom Permanentmagnetring, dominiert beim Magnetfeld, das durch Gleichung 51 beschrieben wird, die mit h_1 definierte grundharmonische Feldkomponente. Unter Vernachlässigung aller höheren harmonischen Feldkomponenten ($h_m := 0$ für $m > 1$) wird über die magnetische Feldstärke $\tilde{H}_i := \underline{h}_{i,1}$ ein Magnetfeld mit grundsätzlich radial verlaufenden Isoklinen beschrieben:

$$\begin{aligned} \tilde{H}_i(r, \phi) &:= \underline{h}_{i,1}(r, \phi) = h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (\phi - \phi_0)} \\ \Rightarrow \tilde{H}_{i,r}(r, \phi) &= \operatorname{Re}(\tilde{H}_i(r, \phi)) = h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p-1} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\ \Rightarrow \tilde{H}_{i,\phi}(r, \phi) &= \operatorname{Im}(\tilde{H}_i(r, \phi)) = -h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p-1} \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0)) \end{aligned} \quad (53)$$

Dieses Feld zeigt Abbildung 4.5 für eine beispielhafte Parametrierung. Um eine einfache Vergleichbarkeit zu gewährleisten, erfolgt die Darstellung dieses und aller weiteren Magnetfelder wie in Abschnitt 4.2 in kartesischen Koordinaten.

²² Innerhalb der (zur x - y -Ebene des kartesischen Koordinatensystems äquivalenten) r - ϕ -Ebene des zylindrischen lenkerfesten Koordinatensystems wird die Richtung der magnetischen Feldstärke über den Winkel zwischen dieser und der r -Achse beschrieben.



Der in Gleichung 55 anlehnend an Gleichung 34 (siehe Abschnitt 4.2.2) beschriebene Zusammenhang ist abhängig von der Position (r_{s0}, ϕ_{s0}) jedes AMR-Sensors im entspannten Lager und dem dabei von ihm gemessenen Feldrichtungswinkel β_{s0} sowie der Polpaarzahl p und der achskinematisch wirksamen Länge L_{Lenker} des Fahrwerklenkers, in den das Sensorlager integriert ist. Die Punktsymmetrie der Sinusfunktion aus Gleichung 55 an der Stelle $\phi_s = \phi_{s0}$ lässt sich bei den geforderten Rotationssymmetrien des Magnetfeldes nur erreichen, wenn das über die Gleichung 53 beschriebene Magnetfeld hinsichtlich Form und Stärke an dieser Stelle, also an der Position der AMR-Sensoren im entspannten Lager, rotationssymmetrisch ist. Das ist nur dann der Fall, wenn der Parameter ϕ_0 einen der folgenden Werte annimmt:

$$\phi_0 = \phi_{s0} - u \cdot \frac{\pi}{2p} \quad \text{mit } u \in \mathbb{Z} \quad (56)$$

Der für die Gleichung 55 angegebene Wertebereich der ϕ -Komponente ϕ_s der Position jedes AMR-Sensors ist so gewählt, dass aufgrund von Gleichung 56 das Feld sowohl in der Mitte als auch an den Grenzen dieses Wertebereichs rotationssymmetrisch ist. Damit ist die Gültigkeit von Gleichung 55 über den gesamten, sich über einen Magnetfeldwinkel von 180° erstreckenden Messbereich der AMR-Sensoren gewährleistet. Eine Einschränkung auf einen kleineren Bereich ist prinzipiell möglich. Diese Möglichkeit wird jedoch nicht weiter verfolgt, da nur bei einer Nutzung des gesamten Messbereichs die höchstmögliche Auflösung der AMR-Sensoren erreicht wird.

An allen Stellen im Feld, an denen eine Rotationssymmetrie gefordert ist, stimmen die Richtungen des gesuchten Magnetfeldes und des äquivalenten (beispielhaft in Abbildung 4.5 dargestellten) Feldes mit radialen Isoklinen zwangsläufig überein. Damit ergibt sich für die Parameter β_{s0} und K über die Gleichungen 54 bis 56 folgendes:

$$\beta_{s0} = \beta_s(r_{s0}, \phi_{s0}) = \tilde{\beta}_i(\phi_{s0}) = -p \cdot (\phi_{s0} - \phi_0) + \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{h_1}{|h_1|} - 1 \right) = \frac{\pi}{2} \cdot \left(-u + \frac{h_1}{|h_1|} - 1 \right) \quad (57)$$

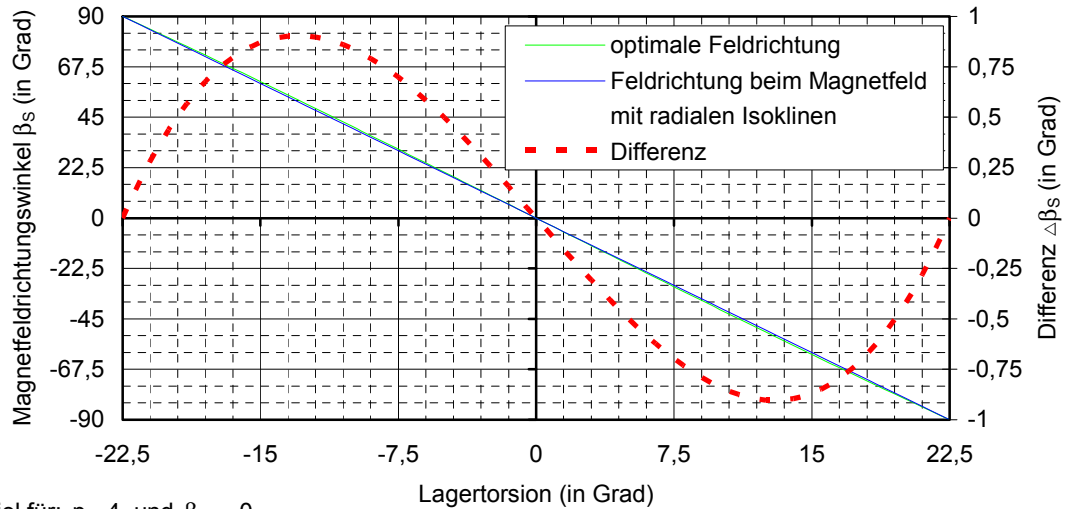
$$\beta_s \left(r_{s0}, \phi_{s0} + \frac{\pi}{2p} \right) - \beta_s(r_{s0}, \phi_{s0}) = -\frac{\pi}{2} = K \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2p} \right) \Rightarrow K = -\frac{\pi/2}{\sin \left(\frac{\pi}{2p} \right)} \quad (58)$$

In Abbildung 4.6 sind beispielhaft der mit den Gleichungen 55 und 57 charakterisierte und der für das in Abbildung 4.5 dargestellte Magnetfeld mit radialen Isoklinen geltende, an den AMR-Sensoren herrschende Feldrichtungswinkel in Abhängigkeit von der Lagertorsion gegenübergestellt. Wie die geringe Abweichung $\Delta\beta_s$ zwischen beiden Kennlinien zeigt, wird die optimale Feldrichtung im Wesentlichen durch die über h_1 definierte grundharmonische Feldkomponente, also gemäß Gleichung 54 bestimmt. Deshalb lässt sich in Sensornähe die Richtung des optimalen Magnetfeldes abweichend zu Gleichung 52 in guter Näherung vereinfacht beschreiben (siehe Abbildung 4.7):

$$\begin{aligned}
\beta_s(r_{s0}, \phi_s) &\approx \beta_{i,1} + \arctan \left[\frac{|\underline{h}_{i,m}| \cdot \sin(\beta_{i,m} - \beta_{i,1})}{|\underline{h}_{i,1}|} \right] \\
&\approx \arg(\underline{h}_{i,1}(r_{s0}, \phi_s)) \\
&+ \sum_{m=2}^{\infty} \arctan \left[\frac{h_m \cdot \left(\frac{r_{s0}}{r_0}\right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot \sin[(-p \cdot (2m-1) \cdot (\phi_s - \phi_0)) - (-p \cdot (\phi_s - \phi_0))]}{h_1 \cdot \left(\frac{r_{s0}}{r_0}\right)^{p-1}} \right] \quad (59)
\end{aligned}$$

mit $\arctan(f(r_{s0}, \phi_s)) \approx f(r_{s0}, \phi_s)$ für $|f(r_{s0}, \phi_s)| \ll \frac{\pi}{2}$ und $\tilde{H}_i = \underline{h}_{i,1}$ gilt:

$$\rightarrow \beta_s(r_{s0}, \phi_s) \approx \arg(\tilde{H}_i(r_{s0}, \phi_s)) - \sum_{m=2}^{\infty} \left[\frac{h_m}{h_1} \cdot \left(\frac{r_{s0}}{r_0}\right)^{2p \cdot (m-1)} \cdot \sin[2p \cdot (m-1) \cdot (\phi_s - \phi_0)] \right]$$



Beispiel für: $p=4$ und $\beta_{s0}=0$

Abbildung 4.6 Abweichung der Feldrichtung am AMR-Sensor vom Optimum beim Feld mit radialen Isoklinen

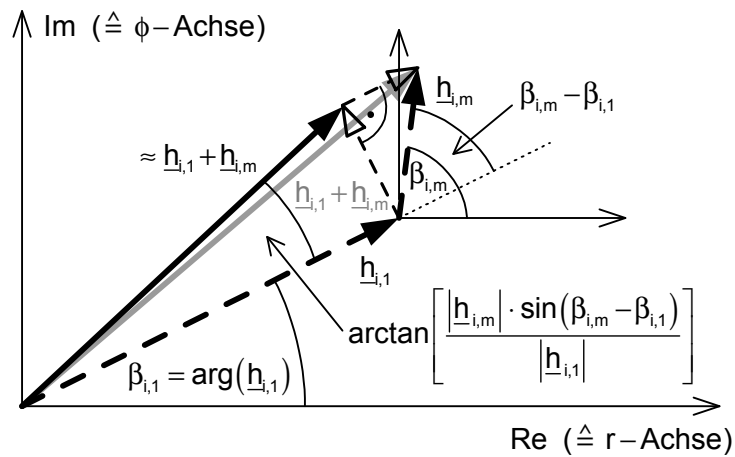


Abbildung 4.7 Vereinfachte Magnetfeldrichtungsbestimmung in AMR-Sensornähe

Die Differenz $\Delta\beta_S(r_{S0}, \phi_S)$ zwischen dem an den AMR-Sensoren herrschenden Magnetfeld-richtungswinkel im gesuchten optimalen Magnetfeld und im Magnetfeld mit radialen Isoklinen (Abbildung 4.6) bestimmt sich aufgrund der Gleichungen 54 bis 59 wie folgt:

$$\begin{aligned}\Delta\beta_S(r_{S0}, \phi_S) &:= \beta(r_{S0}, \phi_S) - \arg(\tilde{H}_i(r_{S0}, \phi_S)) \\ &= K \cdot \sin(\phi_S - \phi_{S0}) + \beta_{S0} + p \cdot (\phi_S - \phi_0) - \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{h_1}{|h_1|} - 1 \right) \\ &= K \cdot \sin(\phi_S - \phi_{S0}) + p \cdot (\phi_S - \phi_{S0}) \\ &\approx - \sum_{m=2}^{\infty} \left[\frac{h_m}{h_1} \cdot \left(\frac{r_{S0}}{r_0} \right)^{2p \cdot (m-1)} \cdot \sin[2p \cdot (m-1) \cdot (\phi_S - \phi_0)] \right]\end{aligned}\quad (60)$$

mit $\tilde{\phi}_S := \phi_S - \phi_0 = \phi_S - \left(\phi_{S0} - u \cdot \frac{\pi}{2p} \right)$; $q := m-1$ und $\tilde{K}_q \approx \frac{h_{q+1}}{h_1} \cdot \left(\frac{r_{S0}}{r_0} \right)^{2p \cdot q}$ gilt:

$$\rightarrow \Delta\beta_S(r_{S0}, \tilde{\phi}_S + \phi_0) = K \cdot \sin\left(\tilde{\phi}_S - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) + p \cdot \left(\tilde{\phi}_S - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) = - \sum_{q=1}^{\infty} [\tilde{K}_q \cdot \sin[2p \cdot q \cdot \tilde{\phi}_S]]$$

Die Fourierkoeffizienten \tilde{K}_q der in Gleichung 60 beschriebenen Fourierreihe lassen sich über folgendes Integral bestimmen:

$$\begin{aligned}\tilde{K}_q &= -2 \cdot \frac{2p}{\pi} \cdot \int_{u \cdot \frac{\pi}{2p}}^{u \cdot \frac{\pi}{2p} + \frac{\pi}{2p}} \Delta\beta_S(r_{S0}, \tilde{\phi}_S + \phi_0) \cdot \sin[2p \cdot q \cdot \tilde{\phi}_S] d\tilde{\phi}_S \\ &= -\frac{4p}{\pi} \cdot \int_{u \cdot \frac{\pi}{2p}}^{u \cdot \frac{\pi}{2p} + \frac{\pi}{2p}} \left[K \cdot \sin\left(\tilde{\phi}_S - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) + p \cdot \left(\tilde{\phi}_S - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \right] \cdot \sin[2p \cdot q \cdot \tilde{\phi}_S] d\tilde{\phi}_S\end{aligned}\quad (61)$$

Die Lösung dieses Integrals ist im Anhang A.3 detailliert beschrieben und lautet allgemein sowie speziell für den über Gleichung 58 definierten Proportionalitätsfaktor K:

$$\tilde{K}_q = -\cos(\pi q \cdot (u+1)) \cdot \left[\frac{2p}{\pi} \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2p}\right) \cdot \left(\frac{1}{1-2pq} - \frac{1}{1+2pq} \right) - \frac{1}{q} \right] = -\frac{e^{i \cdot \pi \cdot q \cdot (u+1)}}{4p^2 q^3 - q}\quad (62)$$

Bei der Anwendung der Näherung für \tilde{K}_q aus Gleichung 60 in Gleichung 51 ergibt sich näherungsweise die magnetische Feldstärke $\underline{H}_i(r, \phi)$ innerhalb des Permanentmagnetrings:

$$\begin{aligned}\underline{H}_i(r, \phi) &= h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (\phi - \phi_0)} + \sum_{m=2}^{\infty} \left[h_m \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p \cdot (2m-1)-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)} \right] \\ &\approx h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p-1} \cdot e^{-i \cdot p \cdot (\phi - \phi_0)} + \sum_{q=1}^{\infty} \left[h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0} \right)^{p \cdot (2q+1)-1} \cdot \left(\frac{r_0}{r_{S0}} \right)^{2pq} \cdot \tilde{K}_q \cdot e^{-i \cdot p \cdot (2q+1) \cdot (\phi - \phi_0)} \right]\end{aligned}\quad (63)$$

Aus den in Abschnitt 3.4 genannten Gründen müssen die AMR-Sensoren im entspannten Lager auf der Lenkerlängsachse (x-Achse) platziert werden, um die Messfehler aufgrund von radialen und kardanischen Lagerverformungen zu reduzieren. Deshalb wird nur noch der Fall

$\phi_{S0}=0$ betrachtet²⁴. Mit dieser Bedingung sowie dem Parameter ϕ_0 und den von q abhängigen Koeffizienten \tilde{K}_q gemäß der Gleichungen 56 und 62 ergibt sich aus Gleichung 63 in guter Näherung das Magnetfeld innerhalb des Permanentmagnetings mit dem gesuchten optimalen Verlauf:

$$\begin{aligned}
 \underline{H}_i(r, \phi) &\approx h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p-1} \cdot \left\{ e^{-i \cdot \left(p \cdot \phi + \frac{u}{2} \cdot \pi\right)} - \sum_{q=1}^{\infty} \left[\left(\frac{r}{r_{S0}}\right)^{2pq} \cdot \frac{1}{4 \cdot p^2 \cdot q^3 - q} \cdot e^{-i \cdot \left[(2q+1) \cdot p \cdot \phi + \left(\frac{u}{2} - q\right) \cdot \pi\right]} \right] \right\} \\
 \Rightarrow H_{i,r}(r, \phi) &\approx h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p-1} \cdot \left\{ \cos\left(p \cdot \phi + \frac{u}{2} \cdot \pi\right) - \sum_{q=1}^{\infty} \left[\left(\frac{r}{r_{S0}}\right)^{2pq} \cdot \frac{\cos\left[(2q+1) \cdot p \cdot \phi + \left(\frac{u}{2} - q\right) \cdot \pi\right]}{4 \cdot p^2 \cdot q^3 - q} \right] \right\} \\
 \Rightarrow H_{i,\phi}(r, \phi) &\approx h_1 \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p-1} \cdot \left\{ -\sin\left(p \cdot \phi + \frac{u}{2} \cdot \pi\right) + \sum_{q=1}^{\infty} \left[\left(\frac{r}{r_{S0}}\right)^{2pq} \cdot \frac{\sin\left[(2q+1) \cdot p \cdot \phi + \left(\frac{u}{2} - q\right) \cdot \pi\right]}{4 \cdot p^2 \cdot q^3 - q} \right] \right\}
 \end{aligned} \quad (64)$$

Für das Magnetfeld innerhalb des Permanentmagnetings ergibt sich aus Gleichung 64 mit den Beziehungen aus den Gleichungen 7, 10 und 13 bzw. Gleichung 17 (siehe Abschnitt 4.1.2) auch das magnetische Vektorpotenzial \vec{A}_i bzw. das magnetische Skalarpotenzial ψ_i :

$$\begin{aligned}
 \vec{A}_i(r, \phi) &\approx \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{h_1 \cdot r_0}{\mu_0 \cdot p} \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^p \cdot \left\{ \sin\left(p \cdot \phi + \frac{u}{2} \cdot \pi\right) - \sum_{q=1}^{\infty} \left[\left(\frac{r}{r_{S0}}\right)^{2pq} \cdot \frac{\sin\left[(2q+1) \cdot p \cdot \phi + \left(\frac{u}{2} - q\right) \cdot \pi\right]}{(2q+1) \cdot (4 \cdot p^2 \cdot q^3 - q)} \right] \right\} \end{bmatrix} \\
 \psi_i(r, \phi) &\approx -\frac{h_1 \cdot r_0}{p} \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^p \cdot \left\{ \cos\left(p \cdot \phi + \frac{u}{2} \cdot \pi\right) - \sum_{q=1}^{\infty} \left[\left(\frac{r}{r_{S0}}\right)^{2pq} \cdot \frac{\cos\left[(2q+1) \cdot p \cdot \phi + \left(\frac{u}{2} - q\right) \cdot \pi\right]}{(2q+1) \cdot (4 \cdot p^2 \cdot q^3 - q)} \right] \right\}
 \end{aligned} \quad (65)$$

Nur bei dem über die Gleichungen 64 und 65 angegebenen Feld herrscht die geforderte Rotationssymmetrie an und zwischen allen Polen des Permanentmagnetings sowie (in sehr guter Näherung) eine lineare Abhängigkeit zwischen dem vertikalen Radweg und der mit jedem AMR-Sensor gemessenen Feldrichtung. Der Betrag der magnetischen Feldstärke sowie der qualitative Verlauf der Isoklinen sind unabhängig vom Parameter $u \in \mathbb{Z}$, da mit Gleichung 64 gilt:

²⁴ Der Fall $\phi_{S0} = \pm\pi$ statt $\phi_{S0} = 0$ führt zum selben Magnetfeld, dessen Richtung bei ungerader Polpaarzahl p allerdings entgegengesetzt ist. Eine separate Betrachtung ist daher irrelevant, da die Feldrichtung beispielsweise über das Vorzeichen von h_1 grundsätzlich frei wählbar ist.

$$H_{i,r}(r,\phi)|_{u=u_0+1} = H_{i,\phi}(r,\phi)|_{u=u_0} \quad \text{und} \quad H_{i,\phi}(r,\phi)|_{u=u_0+1} = -H_{i,r}(r,\phi)|_{u=u_0} \quad (66)$$

Im Vergleich zum in Abbildung 4.5 dargestellten Magnetfeld mit ausschließlich radialen Isoklinen treten beim hier erhaltenen optimalen Feld innerhalb des Permanentmagnetrings bei vergleichbarer Feldstärke an den AMR-Sensoren extrem hohe Beträge der Feldstärke und der dazu proportionalen Flussdichte an einigen Stellen nahe des Permanentmagnetrings auf. Diese lassen sich in der Praxis mit den zu Beginn dieses Kapitels vorgestellten Eigenschaften verwendbarer Magnetwerkstoffe nicht einmal annähernd umsetzen. Mit steigendem Index q erhöht sich der Einfluss der entsprechenden Glieder der Fourierreihe bezüglich der maximal auftretenden Flussdichte beträchtlich. Gleichzeitig nimmt die Auswirkung dieser Glieder auf das Feld im Bereich der AMR-Sensoren immer weiter ab. Abbildung 4.8 zeigt das Magnetfeld und die dafür geltende Abweichung des Feldrichtungswinkels am AMR-Sensor vom Sollverlauf, wenn alle Glieder der Fourierreihe bis auf das erste bzw. die ersten beiden vernachlässigt werden.

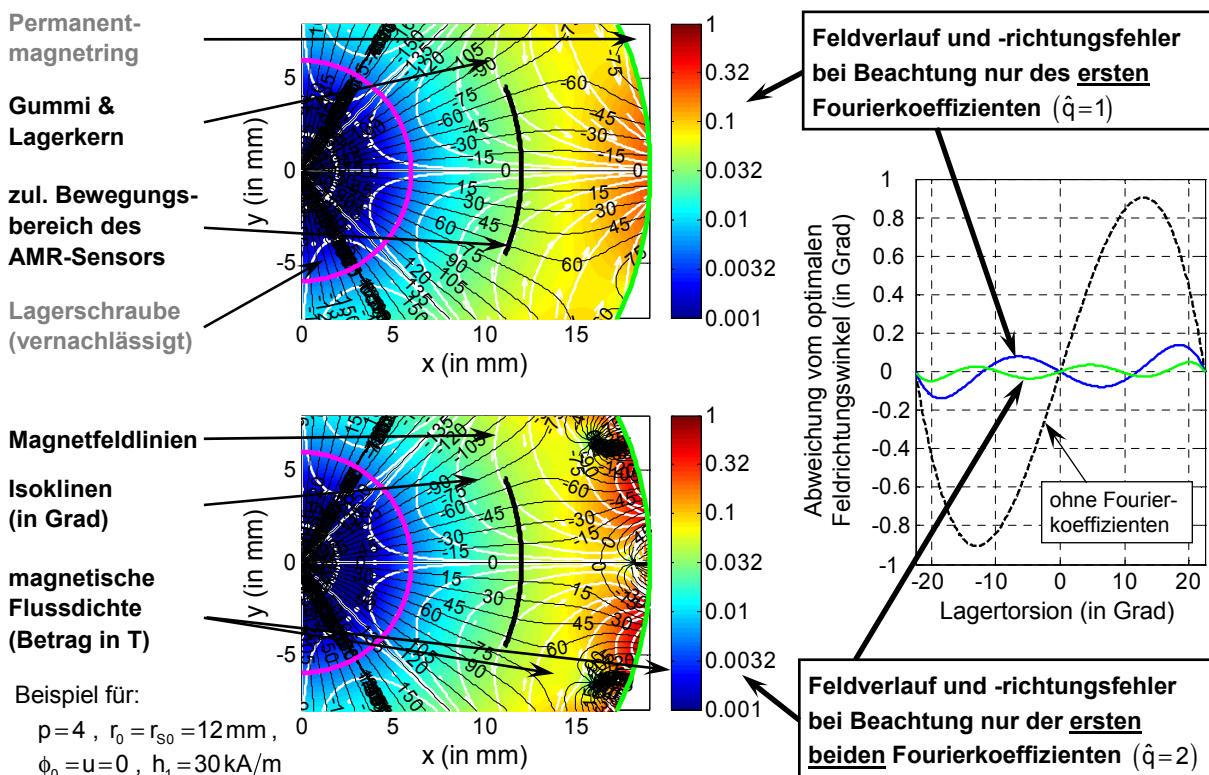


Abbildung 4.8 Abhängigkeit des Feldverlaufs und der Feldrichtungsfehler von der Zahl der genutzten Fourierkoeffizienten

Um eine Feldstärke von 30kA/m am AMR-Sensor im entspannten Lager zu erreichen, treten innerhalb des Permanentmagnetrings bei den dargestellten Beispielen mit ca. 0,24T bzw. ca. 0,61T bereits signifikant höhere maximale magnetische Flussdichten im Vergleich zu ca. 0,15T beim Feld mit radialen Isoklinen auf. Im Gegenzug reduziert sich der maximale Feldrichtungsfehler am AMR-Sensor von etwa 0,5% des gesamten Messbereichs auf ca. 0,08% bzw. ca. 0,03%. In der Praxis müssen bis auf das erste Glied grundsätzlich alle Glieder der Fourierreihe vernachlässigt werden, um einen wirtschaftlichen Kompromiss zwischen

maximaler Flussdichte und Feldrichtungsfehler zu erreichen. Durch eine gezielte geringfügige Reduzierung des Betrages des ersten Fourierkoeffizienten kann der aufgrund der Vernachlässigung aller höheren Glieder der Fourierreihe verbleibende Feldrichtungsfehler für geringe Lagertorsionen zu Lasten des Bereichs großer Lagertorsionen erheblich verkleinert werden. Unter den gegebenen Bedingungen ist hinsichtlich des verfügbaren Magnetmaterials jedoch bereits die unter Berücksichtigung nur des ersten Glieds der Fourierreihe innerhalb des Permanentmagnetings maximal auftretende magnetische Flussdichte von ca. 0,24T nicht realisierbar. Aus diesem Grund wird in den folgenden Abschnitten die **Umsetzung des** in Abbildung 4.5 und Gleichung 53 dargestellten **Magnetfelds mit radialen Isoklinen** angestrebt.

4.3.3 Herstellbarkeit des Magneten im Magnetisierungsprozess

Ein und dasselbe Magnetfeld innerhalb des Permanentmagnetings kann durch eine Vielzahl unterschiedlicher Formen der Magnetisierung des Permanentmagnetings hervorgerufen werden. Die wenigsten dieser Magnetisierungen lassen sich jedoch durch einen Magnetisierungsprozess technisch realisieren. Während des in Abschnitt 4.1.1 beschriebenen Magnetisierungsprozesses wird im Permanentmagneten eine Magnetisierung eingeprägt, deren materialabhängiger Betrag überall gleich groß ist. Gleichzeitig erfolgt eine Ausrichtung der Magnetisierung im Magneten entlang der Feldlinien des dabei herrschenden Magnetfeldes. Während des Abkühlungsprozesses innerhalb dieses Magnetfeldes wird die Magnetisierung durch die Erstarrung des Magnetmaterials bei Unterschreitung der materialabhängigen Curie-Temperatur fixiert.

Das verwendete Magnetmaterial verliert während der Magnetisierung oberhalb der Curie-Temperatur seine anisotropen Eigenschaften und zeigt dabei nahezu das gleiche Verhalten wie Luft. In diesem Zustand hat das Magnetmaterial deshalb nur einen vernachlässigbaren Einfluss auf das zur Magnetisierung des Permanentmagnetings verwendete Magnetfeld. Für dieses Feld gelten daher die gleichen Bedingungen wie für das Magnetfeld innerhalb des Permanentmagnetings. Das betrifft einerseits die Eigenschaften der Maxwellschen Gleichungen vor allem hinsichtlich der Wirbel- und Quellenfreiheit der magnetischen Feldstärke analog den Gleichungen 8 und 9 (siehe Abschnitt 4.1.2). Andererseits kann die zu Beginn von Abschnitt 4.3 geforderte Rotationssymmetrie des Feldes, die an und zwischen den Polen des Permanentmagnetings auftritt, nur erreicht werden, wenn diese Symmetrie bereits das im Magnetisierungsprozess herrschende Feld aufweist.

Mit dem Ziel der mathematischen Beschreibung der nach Abschluss des Fertigungsprozesses im Permanentmagnetring erreichbaren Magnetisierung \vec{M}_p als Quelle des Magnetfelds innerhalb des Permanentmagnetings mit den zu Beginn des Abschnitts 4.3 geforderten Eigenschaften wird zunächst die während der Herstellung herrschende magnetische Feldstärke \vec{H}_M in Zylinderkoordinaten allgemein wie folgt dargestellt:

$$\begin{aligned} H_{M,r}(r,\phi) &= H_M(r,\phi) \cdot \cos(\beta_M(r,\phi)) \\ H_{M,\phi}(r,\phi) &= H_M(r,\phi) \cdot \sin(\beta_M(r,\phi)) \end{aligned} \Leftrightarrow \underline{H}_M(r,\phi) = H_M(r,\phi) \cdot e^{i\beta_M(r,\phi)} \quad (67)$$

Dabei ist im Allgemeinen²⁵ H_M der Betrag und β_M der Richtungswinkel der magnetischen Feldstärke \vec{H}_M . Für diese Beschreibungsform ergeben sich aufgrund der Quellen- und Wirbelfreiheit des Magnetfeldes gemäß der Gleichungen 7, 8 und 9 (siehe Abschnitt 4.1.2):

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \vec{H}_M(r, \phi) = 0 &= \frac{1}{r} \cdot \left[\frac{\partial(r \cdot H_{M,r}(r, \phi))}{\partial r} + \frac{\partial H_{M,\phi}(r, \phi)}{\partial \phi} \right] \\ &= \underbrace{\left[\frac{\partial H_M}{\partial r} + \frac{1}{r} \cdot \left(1 + \frac{\partial \beta_M}{\partial \phi} \right) \cdot H_M \right]}_{=: g(r, \phi)} \cdot \cos(\beta_M) + \underbrace{\left[\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial H_M}{\partial \phi} - \frac{\partial \beta_M}{\partial r} \cdot H_M \right]}_{=: h(r, \phi)} \cdot \sin(\beta_M) \end{aligned} \quad (68)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H}_M = 0 \Rightarrow 0 &= \frac{1}{r} \cdot \left[\frac{\partial(r \cdot H_{M,\phi}(r, \phi))}{\partial r} - \frac{\partial H_{M,r}(r, \phi)}{\partial \phi} \right] \\ &= \underbrace{\left[\frac{\partial H_M}{\partial r} + \frac{1}{r} \cdot \left(1 + \frac{\partial \beta_M}{\partial \phi} \right) \cdot H_M \right]}_{=: g(r, \phi)} \cdot \sin(\beta_M) - \underbrace{\left[\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial H_M}{\partial \phi} - \frac{\partial \beta_M}{\partial r} \cdot H_M \right]}_{=: h(r, \phi)} \cdot \cos(\beta_M) \end{aligned} \quad (69)$$

Die Gleichungen 68 und 69 sind nur dann erfüllt, wenn die Funktionen g und h verschwinden:

$$g(r, \phi) = -\tan(\beta_M) \cdot h(r, \phi) = \frac{1}{\tan(\beta_M)} \cdot h(r, \phi) \Rightarrow \underline{g(r, \phi) = h(r, \phi) = 0} \quad (70)$$

Die geforderte Quellen- und Wirbelfreiheit der magnetischen Feldstärke \vec{H}_M tritt demnach genau dann auf, wenn gilt:

$$\begin{aligned} \text{I: } 0 &= g(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial r} + \underbrace{\frac{1}{r} \cdot \left(1 + \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial \phi} \right)}_{=: \tilde{g}(r, \phi)} \cdot H_M(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial r} + \tilde{g}(r, \phi) \cdot H_M(r, \phi) \\ \text{II: } 0 &= r \cdot h(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial \phi} - r \cdot \underbrace{\frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r}}_{=: \tilde{h}(r, \phi)} \cdot H_M(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial \phi} + \tilde{h}(r, \phi) \cdot H_M(r, \phi) \end{aligned} \quad (71)$$

Unter der Annahme, dass $\tilde{g}(r, \phi) \neq 0$ und $\tilde{h}(r, \phi) \neq 0$ sind, lassen sich die allgemeinen Lösungen dieser beiden Differentialgleichungen 1. Ordnung für $H_M(r, \phi)$ mit Hilfe einer Trennung der Variablen darstellen, wobei jeweils eine der Variablen r und ϕ als Parameter fungiert:

$$\begin{aligned} \text{I: } \int \frac{\partial H_M(r, \phi)}{H_M(r, \phi)} &= -\int \tilde{g}(r, \phi) \partial r \Rightarrow H_M(r, \phi) = \tilde{g}_0(\phi) \cdot e^{-\int \tilde{g}(r, \phi) \partial r} \quad (\phi \dots \text{Parameter}) \\ \text{II: } \int \frac{\partial H_M(r, \phi)}{H_M(r, \phi)} &= -\int \tilde{h}(r, \phi) \partial \phi \Rightarrow H_M(r, \phi) = \tilde{h}_0(r) \cdot e^{-\int \tilde{h}(r, \phi) \partial \phi} \quad (r \dots \text{Parameter}) \end{aligned} \quad (72)$$

²⁵ Ein und dasselbe Magnetfeld wird trotz eines Wechsels des Vorzeichens von H_M beschrieben, wenn sich β_M gleichzeitig um einen Offset von π ändert.

Nach Gleichsetzen und Logarithmieren beider Lösungen ergibt sich mit den Definitionen von \tilde{g} und \tilde{h} nach einer Differenzierung nach r und ϕ unter der Anwendung des Satzes von Schwarz²⁶ folgende Bedingung für β_M :

$$\begin{aligned}
 \ln(\tilde{g}_0(\phi)) - \ln(\tilde{h}_0(r)) &= \int \tilde{g}(r, \phi) \partial r - \int \tilde{h}(r, \phi) \partial \phi = \int \frac{1}{r} \cdot \left(1 + \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial \phi} \right) \partial r + r \cdot \int \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r} \partial \phi \\
 0 - \frac{\partial \ln(\tilde{h}_0(r))}{\partial r} &= \frac{1}{r} \cdot \left(1 + \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial \phi} \right) + \int \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r} \partial \phi + r \cdot \underbrace{\frac{\partial}{\partial r} \int \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r} \partial \phi}_{= \int \frac{\partial^2 \beta_M(r, \phi)}{\partial r^2} \partial \phi} \\
 0 - 0 &= \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial^2 \beta_M(r, \phi)}{\partial \phi^2} + \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r} + r \cdot \frac{\partial^2 \beta_M(r, \phi)}{\partial r^2} \\
 0 &= \frac{1}{r} \cdot \left[r \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \cdot \frac{\partial}{\partial r} \beta_M(r, \phi) \right) + \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \beta_M(r, \phi) \right] = r \cdot \Delta \beta_M \Rightarrow \underline{\Delta \beta_M(r, \phi) = 0}
 \end{aligned} \tag{73}$$

Aufgrund der notwendigen Rotationssymmetrie der magnetischen Feldstärke \vec{H}_M ergeben sich für β_M anlehnend an Gleichung 46 (siehe Abschnitt 4.3.1) für beliebige $\tilde{u} \in \mathbb{Z}$ und $\Delta \phi \in \mathbb{R}$ außerdem folgende Bedingungen:

$$\begin{aligned}
 \beta_M \left(r, \tilde{u} \cdot \frac{\pi}{2p} + \phi_0 \right) &= \pm \tilde{u} \cdot \frac{\pi}{2} \\
 \beta_M \left(r, \tilde{u} \cdot \frac{\pi}{2p} + \phi_0 + \Delta \phi \right) &\mp \tilde{u} \cdot \frac{\pi}{2} = -\beta_M \left(r, \tilde{u} \cdot \frac{\pi}{2p} + \phi_0 - \Delta \phi \right) \pm \tilde{u} \cdot \frac{\pi}{2}
 \end{aligned} \tag{74}$$

Diese Bedingungen gelten unter der Annahme, dass H_M (per Definition ohne Beschränkung der Allgemeinheit) das gleiche Vorzeichen wie h_1 aufweist. Alle Funktionen $\beta_M(r, \phi)$, die die Bedingungen aus Gleichung 74 erfüllen, lassen sich durch eine entsprechende Wahl der Fourierkoeffizienten $j_m(r)$ in folgender Form darstellen:

$$\beta_M(r, \phi) := \pm p \cdot (\phi - \phi_0) + \sum_{m=1}^{\infty} \left[j_m(r) \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \tag{75}$$

Die Anwendung der in Gleichung 73 erhaltenen Bedingung für β_M führt zu:

$$0 = \Delta \beta_M(r, \phi) = \frac{1}{r^2} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \left[r^2 \cdot \frac{\partial^2 j_m(r)}{\partial r^2} + r \cdot \frac{\partial j_m(r)}{\partial r} - 4 \cdot p^2 \cdot m^2 \cdot j_m(r) \right] \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0)) \right\} \tag{76}$$

Diese Gleichung ist für ein beliebiges ϕ nur erfüllt, wenn der Ausdruck in der eckigen Klammer gleich null ist. Wird die allgemeine Lösung der so erhaltenen homogenen eulerschen Differentialgleichung von $j_m(r)$ in Gleichung 75 eingesetzt, ergibt sich mit den für jedes m konstanten Parametern J_m und \tilde{J}_m :

²⁶ Hermann Amandus Schwarz (1843-1921): Sind die Funktionen $f(x, y)$ und ihre partiellen Ableitungen stetig, so ist die Reihenfolge der partiellen Ableitungen vertauschbar [42]: $f_{xy} = f_{yx}$

$$\beta_M(r, \phi) := \pm p \cdot (\phi - \phi_0) + \sum_{m=1}^{\infty} \left[(J_m \cdot r^{2pm} + \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \quad (77)$$

Das Einsetzen dieses Ausdrucks in Gleichung 71 führt mit einem konstanten Parameter H_{M0} über Gleichung 72 zu den Funktionen $\tilde{g}_0(\phi)$ und $\tilde{h}_0(r)$ und damit zu H_M , also (gegebenenfalls bis auf das Vorzeichen) dem Betrag der während des Magnetisierungsprozesses herrschenden magnetischen Feldstärke \vec{H}_M :

$$\begin{aligned} \text{I: } H_M(r, \phi) &= \tilde{g}_0(\phi) \cdot e^{-\int_r^1 \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial \phi} dr} = \tilde{g}_0(\phi) \cdot e^{-\sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} - \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \cos(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] - (1 \pm p) \cdot \ln(r)} \\ \text{II: } H_M(r, \phi) &= \tilde{h}_0(r) \cdot e^{-\int_r^1 \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r} d\phi} = \tilde{h}_0(r) \cdot e^{-\sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} - \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \cos(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] } \\ \Rightarrow \tilde{h}_0(r) \cdot r^{1 \pm p} &= \tilde{g}_0(\phi) := H_{M0} \Rightarrow H_M(r, \phi) = H_{M0} \cdot r^{-(1 \pm p)} \cdot e^{-\sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} - \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \cos(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] } \end{aligned} \quad (78)$$

Die während des Magnetisierungsprozesses im Permanentmagnetring herrschende magnetische Feldstärke \vec{H}_M setzt sich aus den Gleichungen 77 und 78 zusammen und lautet in komplexer Schreibweise gemäß Gleichung 67:

$$\underline{H}_M = H_{M0} \cdot r^{-(1 \pm p)} \cdot e^{-\sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} - \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \cos(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] } \cdot e^{i \cdot \left[\pm p \cdot (\phi - \phi_0) + \sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} + \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] \right]} \quad (79)$$

Anhang A.4 zeigt, dass unter den bisher nicht betrachteten Bedingungen $\tilde{g}(r, \phi) = 0$ und/oder $\tilde{h}(r, \phi) = 0$ Lösungen entstehen, die jeweils Spezialfälle der Gleichung 79 sind und daher nicht separat beachtet werden müssen:

$$\begin{aligned} \tilde{h}(r, \phi) = 0 &\Rightarrow J_m = \tilde{J}_m = 0 \Rightarrow \underline{H}_M = H_{M0} \cdot r^{-(1 \pm p)} \cdot e^{\pm i \cdot p \cdot (\phi - \phi_0)} \\ \tilde{g}(r, \phi) = 0 &\Rightarrow J_m = \tilde{J}_m = 0 \text{ und } \pm p = -1 \Rightarrow \underline{H}_M = H_{M0} \cdot e^{-i \cdot (\phi - \phi_0)} \end{aligned} \quad (80)$$

In der Richtung der mit Gleichung 79 beschriebenen Magnetfeldstärke \vec{H}_M wird während des Magnetisierungsprozesses im Permanentmagnetring eine Magnetisierung \vec{M}_p eingeprägt:

$$\begin{aligned} \underline{M}_p &= |M_{p0}| \cdot e^{i \cdot \arg(\underline{H}_M)} = M_{p0} \cdot e^{i \cdot \left[\pm p \cdot (\phi - \phi_0) + \sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} + \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] \right]} \\ \Rightarrow M_{p,r} &= M_{p0} \cdot \cos \left\{ \pm p \cdot (\phi - \phi_0) + \sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} + \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] \right\} \\ \Rightarrow M_{p,\phi} &= M_{p0} \cdot \sin \left\{ \pm p \cdot (\phi - \phi_0) + \sum_{m=1}^{\infty} [(J_m \cdot r^{2pm} + \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0))] \right\} \end{aligned} \quad (81)$$

Der konstante, vom Magnetmaterial abhängige Betrag bzw. das Vorzeichen der Magnetisierung \vec{M}_p entspricht dabei dem Betrag bzw. dem Vorzeichen des Parameters M_{p0} . Das Vorzeichen der Parameter H_{M0} und M_{p0} ist grundsätzlich identisch.

Mit der Definition aus Gleichung 18 (siehe Abschnitt 4.1.2) ergibt sich mit Gleichung 81 die der Magnetisierung \vec{M}_p im Permanentmagnetring entsprechende magnetische Raumladungsdichte $\rho_{m,p}$:

$$\begin{aligned} \rho_{m,p} &= -\operatorname{div} \vec{M}_p = -\frac{1}{r} \left[\frac{\partial (r \cdot M_{p,r}(r, \phi))}{\partial r} + \frac{\partial M_{p,\phi}(r, \phi)}{\partial \phi} \right] \\ &= \frac{M_{p,\phi}}{r} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \left[2pm \cdot (J_m \cdot r^{2pm} - \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \sin(2pm \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \\ &\quad - \frac{M_{p,r}}{r} \cdot \left\{ 1 \pm p + \sum_{m=1}^{\infty} \left[2pm \cdot (J_m \cdot r^{2pm} + \tilde{J}_m \cdot r^{-2pm}) \cdot \cos(2pm \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \right\} \end{aligned} \quad (82)$$

Die Gleichungen 79, 81 und 82 gelten für alle möglichen, zur Magnetisierung nutzbaren Magnetfelder, um einen Permanentmagnetring herzustellen, der das in Gleichung 51 (und damit auch in den Gleichungen 53 und 64) beschriebene Magnetfeld aufweist.

4.3.4 Magnetfeld im gesamten Sensorlager und bei Magnetherstellung

Die in Gleichung 82 angegebene magnetische Raumladungsdichte ρ_p ist die Quelle für das Magnetfeld in allen Bereichen des Sensorlagers. Jedes Gebiet für sich lässt sich durch die verschiedenen unter Abschnitt 4.1.2 aufgeführten Größen eines Magnetfeldes beschreiben. Deren Bestimmung ist jedoch erst bei Beachtung von Übergangsbedingungen an den Grenzflächen zwischen den jeweils benachbarten Bereichen möglich. Die Menge der für den Feldverlauf relevanten Gebiete beschränkt sich unter Berücksichtigung der Annahmen aus Abschnitt 4.1.1 in guter Näherung auf den Permanentmagnetring selbst, den Bereich innerhalb (Gummi und Lagerkern inklusive Lagerschraube) und außerhalb (Lagerbuchse des Lenkers inklusive sich darin befindender äußerer Lagerhülse) des Permanentmagnetrings. Dabei werden gemäß Abschnitt 4.1.1 die ferromagnetischen Eigenschaften der Lagerschraube vernachlässigt sowie eine unendliche radiale Ausdehnung der Lagerbuchse angenommen. Somit existieren zwei für den Feldverlauf relevante Grenzflächen. Es handelt sich um die zylindrischen Übergänge auf der Innen- bzw. Außenseite des Permanentmagnetrings an der Stelle $r = r_i$ bzw. $r = r_a$.

Für die Ermittlung des Gesamtfeldes sind an jeder Grenzfläche gemäß Abschnitt 4.1.2 zwei Übergangsbedingungen von Interesse. Zum einen muss das magnetische Skalarpotenzial ψ und mit Gleichung 17 folglich auch die tangentielle Komponente der magnetischen Feldstärke \vec{H} stetig sein. Zum anderen ist an jeder Grenzfläche auch die Normalkomponente der magnetischen Flussdichte \vec{B} wegen deren Quellenfreiheit (Gleichung 6) stetig.

Auf dem Weg zur Ermittlung des Magnetfeldes in allen als relevant eingestuften Bereichen des Sensorlagers wird zunächst für jedes Gebiet ohne Berücksichtigung der Grenzflächen ein allgemeiner Ansatz für das magnetische Skalarpotenzial gewählt. Dabei werden Eigenschaften wie die dort herrschende Stromdichte und Magnetisierung als auch Symmetriebedingungen beachtet, um die Lösungsmenge von vornherein zu reduzieren. Aus dem magnetischen Skalarpotenzial ergibt sich für jedes Gebiet über die Gleichungen 7 und

17 die normale, also radiale, Komponente der magnetischen Flussdichte. Werden nun die beschriebenen Übergangsbedingungen an der Innen- bzw. Außenseite des Permanentmagnettrings beachtet, lassen sich sämtliche unbekannten Parameter des magnetischen Skalarpotenzials jedes Gebietes eindeutig bestimmen. Damit ist für die gegebene magnetische Raumladungsdichte gleichzeitig die Richtigkeit der für das magnetische Skalarpotenzial in den einzelnen Gebieten gewählten Lösungsansätze bewiesen.

Das im **Permanentmagneten** herrschende magnetische Skalarpotenzial ψ_p ergibt sich anhand der magnetischen Raumladungsdichte $\rho_{m,p}$ über die Beziehung aus Gleichung 18 (siehe Abschnitt 4.1.2). Ist das Skalarpotenzial bekannt, lässt sich daraus problemlos die magnetische Feldstärke und mit der bekannten Magnetisierung auch die magnetische Flussdichte mit Hilfe der Gleichungen 17 und 7 ermitteln. Leider ist eine allgemeine analytische Berechnung des magnetischen Skalarpotenzials aus der in Gleichung 82 angegebenen magnetischen Raumladungsdichte für beliebige Parameter J_m und \tilde{J}_m nicht möglich, wohl aber für den in Gleichung 80 angegebenen Spezialfall $\tilde{h}(r, \phi) = 0$, für den $J_m = \tilde{J}_m = 0$ gilt:

$$\begin{aligned} \underline{H}_M &= \frac{H_{M0}}{r^{1\pm p}} \cdot e^{\pm i p \cdot (\phi - \phi_0)} \Rightarrow \underline{H}_{M,r}(r, \phi) = \frac{H_{M0}}{r^{1\pm p}} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \quad \& \quad \underline{H}_{M,\phi}(r, \phi) = \frac{H_{M0}}{r^{1\pm p}} \cdot \sin(\pm p \cdot (\phi - \phi_0)) \\ \underline{M}_P &= M_{P0} \cdot e^{\pm i p \cdot (\phi - \phi_0)} \Rightarrow \underline{M}_{P,r}(r, \phi) = M_{P0} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \quad \& \quad \underline{M}_{P,\phi}(r, \phi) = M_{P0} \cdot \sin(\pm p \cdot (\phi - \phi_0)) \\ \underline{\rho_{m,p}}(r, \phi) &= -\frac{M_{P,r}}{r} \cdot (1 \pm p) = -M_{P0} \cdot \frac{1 \pm p}{r} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \end{aligned} \quad (83)$$

Dieser Spezialfall gehört zu der Gruppe von magnetischen Raumladungsdichten, bei denen sich innerhalb des Permanentmagnettrings das gemäß Abschnitt 4.3.2 für das Sensorlager zu bevorzugende **Magnetfeld mit radialen Isoklinen** (siehe Gleichung 53) ausbildet, was im Laufe dieses Abschnitts gezeigt wird.

Die allgemeine Lösung der partiellen Differentialgleichung des magnetischen Skalarpotenzials ψ_p im Permanentmagnettring (siehe Gleichung 18) setzt sich aus einer allgemeinen homogenen ($\psi_{p,H}$) und einer beliebigen partikulären Lösung ($\psi_{p,S}$) zusammen, für die mit der magnetischen Raumladungsdichte $\rho_{m,p}$ aus Gleichung 83 gelten soll:

$$\begin{aligned} \psi_p(r, \phi) &:= \psi_{p,H}(r, \phi) + \psi_{p,S}(r, \phi) \quad \text{mit} \quad \Delta \psi_{p,H}(r, \phi) := 0 \\ \Rightarrow \Delta \psi_p(r, \phi) &= \Delta \psi_{p,H}(r, \phi) + \Delta \psi_{p,S}(r, \phi) = \Delta \psi_{p,S}(r, \phi) = -\frac{\rho_{m,p}(r, \phi)}{\mu_0} \end{aligned} \quad (84)$$

Die allgemeine Lösung für den homogenen Anteil muss alle möglichen plansymmetrischen Felder beschreiben, in denen einerseits die Magnetisierung und die Stromdichte gleich null sind und die andererseits eine Periodizität in ϕ mit der Periode p aufweisen sowie die zu Beginn des Abschnitts 4.3 geforderte Rotationssymmetrie erfüllen. Diese Anforderungen werden exakt vom in Gleichung 50 (siehe Abschnitt 4.3.1) über die magnetische Feldstärke beschriebenen Magnetfeld erfüllt. Diese Beschreibung eignet sich demnach analog für das Magnetfeld im (raumladungsfreien) Permanentmagnettring, wobei alle Parameter bis auf ϕ_0

und p (zunächst) unabhängig vom Magnetfeld innerhalb des Permanentmagnetings frei wählbar sind. Die allgemeine Lösung für den homogenen Anteil $\psi_{P,H}$ des magnetischen Skalarpotenzials ergibt sich demnach gemäß Gleichung 17 über die Integration der so beschriebenen im (raumladungsfreien) Permanentmagnetring herrschenden Feldstärke $\vec{H}_{P,H}$:

$$\begin{aligned}\psi_{P,H}(r, \phi) &= -\int H_{P,H,r}(r, \phi) \partial r = -\int r \cdot H_{P,H,\phi}(r, \phi) \partial \phi \\ &= K_{P0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\left(K_{P,m} \cdot r^{p \cdot (2m-1)} + \tilde{K}_{P,m} \cdot r^{-p \cdot (2m-1)} \right) \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right]\end{aligned}\quad (85)$$

Die Parameter $K_{P,m}$ und $\tilde{K}_{P,m}$ für den Bereich des Permanentmagnetings entsprechen hierbei inhaltlich qualitativ den innerhalb des Permanentmagnetings gültigen Parametern h_m und \tilde{h}_m . Über den Parameter K_{P0} erfolgt die Anpassung des Offsets des Skalarpotenzials an die anderen Bereiche des Sensorlagers.

Da die Bestimmung einer einzigen beliebigen partikulären Lösung genügt, wird für $\psi_{P,S}$ der Einfachheit halber ein Produktansatz gewählt und in die partielle Differentialgleichung 84 eingesetzt:

$$\begin{aligned}\psi_{P,S}(r, \phi) &:= R_{P,S}(r) \cdot \Phi_{P,S}(\phi) \\ \Rightarrow \Delta \psi_{P,S}(r, \phi) &= \frac{1}{r^2} \cdot \left[r \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \cdot \frac{\partial}{\partial r} \psi_{P,S}(r, \phi) \right) + \frac{\partial^2 \psi_{P,S}(r, \phi)}{\partial \phi^2} \right] \\ &= \frac{1}{r^2} \cdot \left[\left(r^2 \cdot \frac{\partial^2 R_{P,S}(r)}{\partial r^2} + r \cdot \frac{\partial R_{P,S}(r)}{\partial r} \right) \cdot \Phi_{P,S}(\phi) + \frac{\partial^2 \Phi_{P,S}(\phi)}{\partial \phi^2} \cdot R_{P,S}(r) \right] \\ &= -\frac{\rho_{m,P}(r, \phi)}{\mu_0} = \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{1 \pm p}{r} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0))\end{aligned}\quad (86)$$

Mit der willkürlichen Definition der im Produktansatz verwendeten Funktionen $R_{P,S}$ und $\Phi_{P,S}$

$$R_{P,S}(r) := \tilde{R}_{P,S} \cdot r \quad \text{und} \quad \Phi_{P,S}(\phi) := \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \quad \tilde{R}_{P,S}, p, \phi_0 \dots \text{Parameter} \quad (87)$$

ergibt sich folgende partikuläre Lösung $\psi_{P,S}$ der partiellen Differentialgleichung des magnetischen Skalarpotenzials ψ_P im Permanentmagnetring:

$$\begin{aligned}\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{1 \pm p}{r} \cdot r^2 &= r^2 \cdot \frac{\partial^2 R_{P,S}(r)}{\partial r^2} + r \cdot \frac{\partial R_{P,S}(r)}{\partial r} - p^2 \cdot R_{P,S}(r) = 0 + \tilde{R}_{P,S} \cdot r - p^2 \cdot \tilde{R}_{P,S} \cdot r \\ \Rightarrow \tilde{R}_{P,S} &= \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{1 \pm p}{1 - p^2} = \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{1}{1 \mp p} \Rightarrow \psi_{P,S}(r, \phi) = \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{1 \mp p} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0))\end{aligned}\quad (88)$$

Die Summe der homogenen (Gleichung 85) und der partikulären Lösung (Gleichung 88) ergibt gemäß Gleichung 84 das magnetische Skalarpotenzial ψ_P im Permanentmagnetring:

$$\psi_P(r, \phi) = \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{1 \mp p} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) + K_{P0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left[(K_{P,m} \cdot r^{p \cdot (2m-1)} + \tilde{K}_{P,m} \cdot r^{-p \cdot (2m-1)}) \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \quad (89)$$

Daraus leitet sich über die Gleichungen 7, 17 und 83 die dort herrschende radiale Komponente der magnetischen Flussdichte $B_{P,r}$ ab:

$$B_{P,r}(r, \phi) = \mu_0 \cdot H_{P,r} + M_{P,r} = -\mu_0 \cdot \frac{\partial \psi_P}{\partial r} + M_{P,r} = M_{P0} \cdot \frac{\mp p}{1 \mp p} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) - \mu_0 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \left[p(2m-1) \cdot (K_{P,m} \cdot r^{p(2m-1)-1} - \tilde{K}_{P,m} \cdot r^{-p(2m-1)-1}) \cdot \cos(p(2m-1)(\phi - \phi_0)) \right] \quad (90)$$

Für den Bereich **innerhalb des Permanentmagnetings** ergibt sich das magnetische Skalarpotenzial ψ_i analog zu Gleichung 85 durch Integration der in Gleichung 51 (siehe Abschnitt 4.3.1) ausgedrückten magnetischen Feldstärke \vec{H}_i :

$$\psi_i(r, \phi) = -\int H_{i,r}(r, \phi) \partial r = -\int r \cdot H_{i,\phi}(r, \phi) \partial \phi = K_{i0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left[K_{i,m} \cdot r^{p \cdot (2m-1)} \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \quad \text{mit: } K_{i,m} := -\frac{h_m}{p \cdot (2m-1) \cdot r_0^{p \cdot (2m-1)-1}} \quad (91)$$

Daraus leitet sich analog zu Gleichung 90 wiederum die radiale Komponente $B_{i,r}$ der magnetischen Flussdichte ab:

$$B_{i,r}(r, \phi) = \mu_0 \cdot H_{i,r} + M_{i,r} = \mu_0 \cdot H_{i,r} = -\mu_0 \cdot \frac{\partial \psi_i}{\partial r} = -\mu_0 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \left[p(2m-1) \cdot K_{i,m} \cdot r^{p(2m-1)-1} \cdot \cos(p(2m-1)(\phi - \phi_0)) \right] \quad (92)$$

Der Parameter h_m aus Gleichung 51 wurde in der angegebenen Weise zur Erhöhung der Übersichtlichkeit analog der Darstellung aus den Gleichungen 89 und 90 anhand der Definition von $K_{i,m}$ modifiziert. Über den Parameter K_{i0} erfolgt die Anpassung des Offsets des Skalarpotenzials an die anderen Bereiche des Sensorlagers. Der Einfluss der ferromagnetischen Schraube im Lagerkern wird wie in den vorangegangenen Berechnungen zur Vereinfachung der Lösung gemäß Abschnitt 4.1.1 vernachlässigt.

Die Ermittlung des magnetischen Skalarpotenzials ψ_a **außerhalb des Permanentmagnetings**, also im Gebiet der Lagerbuchse des Lenkers einschließlich der sich darin befindenden äußeren Lagerhülse, erfolgt in analoger Vorgehensweise zum Bereich des Permanentmagnetings selbst. Das ist möglich, da in beiden Bereichen bis auf die Magnetisierung dieselben Anforderungen bezüglich des Magnetfeldes gelten.

Die partikuläre Lösung gemäß Gleichung 84 entfällt jedoch aufgrund der Annahme, dass die Magnetisierung und die magnetische Feldstärke außerhalb des Permanenttrings bei den hier auftretenden Feldstärken näherungsweise proportional zueinander sind und deshalb die magnetische Raumladungsdichte in diesem Bereich verschwindet:

$$\vec{B}_a = \mu_0 \cdot \vec{H}_a + \vec{M}_a = \mu_0 \cdot \mu_{r,a} \cdot \vec{H}_a = \frac{\mu_{r,a}}{\mu_{r,a} - 1} \cdot \vec{M}_a \rightarrow -\rho_{m,a} = \mu_0 \cdot \Delta \psi_a = \operatorname{div} \vec{M}_a = \frac{\mu_{r,a} - 1}{\mu_{r,a}} \cdot \operatorname{div} \vec{B}_a = 0 \quad (93)$$

Näherungsweise wird die materialabhängige so genannte relative Permeabilität $\mu_{r,a}$ im gesamten Bereich außerhalb des Permanenttrings als gleich groß angenommen.

Zur Vereinfachung der verbleibenden allgemeinen homogenen Lösung analog zu Gleichung 85 wird die Grenzfläche zwischen der Lagerbuchse des Lenkers und der Umgebung gemäß Abschnitt 4.1.1 vernachlässigt. Das so für $r > r_a$ gültige Potenzial muss für $r \rightarrow \infty$ gegen einen konstanten Wert streben, da im Unendlichen grundsätzlich keine magnetische Raumladungsdichte auftreten kann. Deshalb existiert für die Beschreibung des magnetischen Skalarpotenzials außerhalb des Permanentmagnettrings, im Gegensatz zum Potenzial innerhalb des Permanentmagnettrings, kein zu $K_{P,m}$, sondern der zu $\tilde{K}_{P,m}$ äquivalente Parameter $\tilde{K}_{a,m}$ (siehe Gleichung 85):

$$\psi_a(r, \phi) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[\tilde{K}_{a,m} \cdot r^{-p \cdot (2m-1)} \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \quad (94)$$

Im Gegensatz zu den Skalarpotenzialen der anderen beiden Bereiche des Sensorlagers entfällt hier die Integrationskonstante, da das Potenzial gemäß der Eichung aus Abschnitt 4.1.2 im Unendlichen gleich null sein soll.

Aus Gleichung 94 leitet sich wiederum analog zu Gleichung 90 unter Beachtung der relativen Permeabilität $\mu_{r,a}$ die radiale Komponente der magnetischen Flussdichte $B_{a,r}$ ab:

$$\begin{aligned} B_{a,r}(r, \phi) &= \mu_0 \cdot H_{a,r} + M_{a,r} = \mu_0 \cdot \mu_{r,a} \cdot H_{a,r} = -\mu_0 \cdot \mu_{r,a} \cdot \frac{\partial \psi_a}{\partial r} \\ &= \mu_0 \cdot \mu_{r,a} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \left[p(2m-1) \cdot \tilde{K}_{a,m} \cdot r^{-p(2m-1)-1} \cdot \cos(p(2m-1)(\phi - \phi_0)) \right] \end{aligned} \quad (95)$$

Die am Anfang dieses Abschnitts diskutierten **Übergangsbedingungen** führen an den beiden Grenzflächen bei $r = r_i$ und $r = r_a$ zu folgenden Zusammenhängen zwischen den in den Gleichungen 89, 91 und 94 aufgeführten magnetischen Skalarpotenzialen bzw. den radialen Komponenten der magnetischen Flussdichten gemäß der Gleichungen 90, 92 und 95:

$$\begin{aligned} \underline{r = r_i}: \quad I_a: \quad \psi_P(r_i, \phi) &= \psi_i(r_i, \phi) \quad \text{und} \quad I_b: \quad B_{P,r}(r_i, \phi) = B_{i,r}(r_i, \phi) \\ \underline{r = r_a}: \quad II_a: \quad \psi_P(r_a, \phi) &= \psi_a(r_a, \phi) \quad \text{und} \quad II_b: \quad B_{P,r}(r_a, \phi) = B_{a,r}(r_a, \phi) \end{aligned} \quad (96)$$

In Anhang A.5 erfolgt die Anwendung dieser Zusammenhänge auf die genannten sechs Gleichungen, wobei sich alle noch unbekannten Parameter ergeben, die nicht direkt über die magnetische Raumladungsdichte $\rho_{m,P}$ aus Gleichung 83 vorgegeben werden.

Mit dieser Raumladungsdichte ergeben sich in Abhängigkeit vom per Definition gewählten Vorzeichen vor dem Parameter p (Polpaarzahl) zwei Lösungen für das Magnetfeld im gesamten Sensorlager, bei denen im Umfeld der AMR-Sensoren das gemäß Abschnitt 4.3.2 zu bevorzugende **Magnetfeld mit radialen Isoklinen** (siehe Gleichung 53) herrscht. Bei gleichem Betrag der Magnetisierung des Permanentmagneten unterscheiden sich diese beiden Lösungen erheblich bezüglich der erreichten Feldstärke innerhalb des Permanentmagnetrings. Die größere Feldstärke tritt erwartungsgemäß bei der Verwendung des oberen (positiven) Vorzeichens (siehe Gleichung 83) auf. In diesem Fall stellt sich der Feldverlauf in den relevanten Gebieten des Sensorlagers unter Vernachlässigung der ferromagnetischen Lagerschraube und der endlichen Ausdehnung der betrachteten Lagerbuchse des Lenkers wie folgt dar (siehe Anhang A.5):

Im Permanentmagnetring:

$$\begin{aligned}
 \underline{\underline{\psi_p(r, \phi)}} &= -\frac{M_{p0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{p-1} \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) = -\frac{1}{\mu_0} \cdot \underline{\underline{A_{p,z}(r, \phi)}} \cdot \cot(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\
 \underline{\underline{B_{p,r}(r, \phi)}} &= -\mu_0 \cdot \underline{\underline{H_{p,\phi}(r, \phi)}} \cdot \cot(p \cdot (\phi - \phi_0)) = M_{p0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\
 \underline{\underline{B_{p,\phi}(r, \phi)}} &= -\mu_0 \cdot \underline{\underline{H_{p,r}(r, \phi)}} \cdot \tan(p \cdot (\phi - \phi_0)) = -M_{p0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\frac{1}{p} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0))
 \end{aligned} \tag{97}$$

Innerhalb des Permanentmagnetrings:

$$\begin{aligned}
 \underline{\underline{\psi_i(r, \phi)}} &= -\frac{M_{p0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) = -\frac{1}{\mu_0} \cdot \underline{\underline{A_{i,z}(r, \phi)}} \cdot \cot(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\
 \underline{\underline{B_{i,r}(r, \phi)}} &= \mu_0 \cdot \underline{\underline{H_{i,r}(r, \phi)}} = M_{p0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\
 \underline{\underline{B_{i,\phi}(r, \phi)}} &= \mu_0 \cdot \underline{\underline{H_{i,\phi}(r, \phi)}} = -M_{p0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0))
 \end{aligned} \tag{98}$$

Außerhalb des Permanentmagnetrings:

$$\underline{\underline{\psi_a(r, \phi)}} = \underline{\underline{\bar{A}_a(r, \phi)}} = \underline{\underline{\bar{H}_a(r, \phi)}} = \underline{\underline{\bar{B}_a(r, \phi)}} = 0 \tag{99}$$

Wie aus Gleichung 99 ersichtlich wird, sind in diesem Fall sämtliche Annahmen für den Bereich außerhalb des Permanentmagneten im Nachhinein hinfällig, da in diesem Bereich gar kein Magnetfeld vorhanden ist.

4.3.5 Eigenschaften des Sensorlagermagnetfeldes

Das über die Gleichungen 97 bis 99 (siehe Abschnitt 4.3.4) beschriebene Magnetfeld, welches im Sensorlager bei Vernachlässigung der ferromagnetischen Eigenschaften der Lagerschraube herrscht, ist in Abbildung 4.9 im Lagerquerschnitt für eine beispielhafte Parametrierung dargestellt. Es entspricht für den Bereich innerhalb des Permanentmagnetrings wunschgemäß exakt der Darstellung aus Abbildung 4.5 (siehe Abschnitt 4.3.2 auf Seite 59). Die in den Gleichungen verwendeten Parameter haben folgende Bedeutung (vergleiche Abschnitt 4.3.1):

- M_{p0} ... Betrag der Magnetisierung im gesamten Permanentmagneten
- p ... Polpaarzahl des Permanentmagnetrings ($p \in \mathbb{N}$)
- ϕ_0 ... Rotatorischer Offset des Gesamtfeldes um die Lagerrotationsachse (z-Achse)
- r_i ... Innenradius des Permanentmagnetrings
- r_a ... Außenradius des Permanentmagnetrings

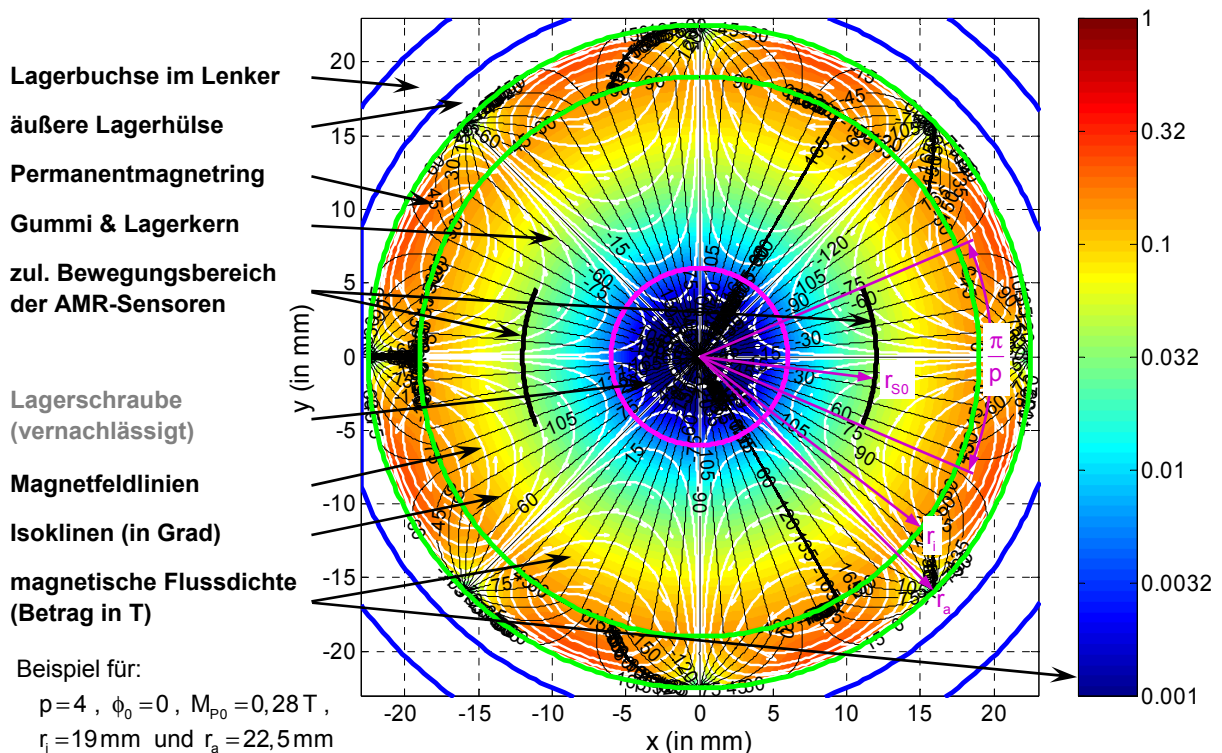


Abbildung 4.9 Magnetfeld im Sensorlager (Lagerschraube vernachlässigt)

Wie gefordert verlaufen die Isoklinen, welche die Feldrichtung repräsentieren, innerhalb des Permanentmagnetrings in radialer Richtung und weisen zueinander einen konstanten tangentialen Abstand auf. Der mit jedem AMR-Sensor zu messende **Richtungswinkel** β_i **der magnetischen Flussdichte** dieses Feldes ist damit unabhängig von r und analog zur Gleichung 54 (siehe Abschnitt 4.3.2) folgende lineare Funktion von ϕ :

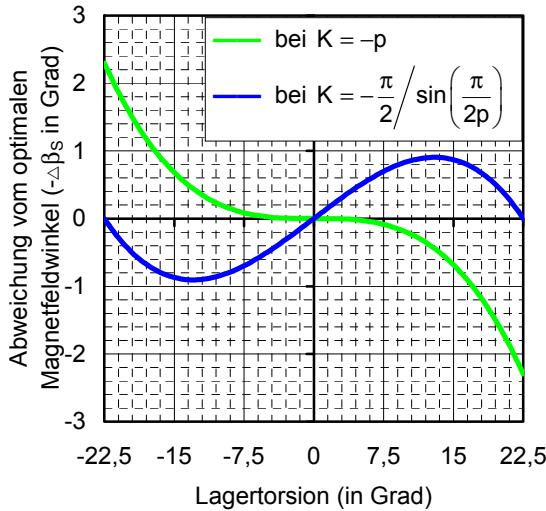
$$\beta_i(r, \phi) = \arg(B_{i,r}(r, \phi) + i \cdot B_{i,\phi}(r, \phi)) = -p \cdot (\phi - \phi_0) + \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{M_{p0}}{|M_{p0}|} - 1 \right) = \beta_i(\phi) \quad (100)$$

Bei diesem Feldverlauf verhält sich der mit den AMR-Sensoren zu messende Magnetfeldwinkel $\beta_s(\phi) := \beta_i(r_s, \phi) = \beta_i(\phi)$ proportional zur Lagertorsion um die Rotationsachse des Lagers. Die **Abweichung** $-\Delta\beta_s$ des an den AMR-Sensoren herrschenden Magnetfeldwinkels von einem idealerweise **zum vertikalen Radweg proportionalen Wert** ergibt sich gemäß Gleichung 60 (siehe Abschnitt 4.3.2) für $K := -p$ zu:

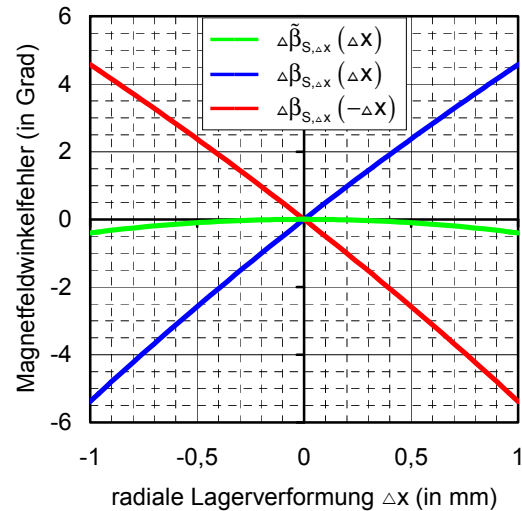
$$-\Delta\beta_s(r_{s0}, \phi_s) = -K \cdot \sin(\phi_s - \phi_{s0}) - p \cdot (\phi_s - \phi_{s0}) = p \cdot [\sin(\phi_s - \phi_{s0}) - (\phi_s - \phi_{s0})] \quad (101)$$

Für diese Parametrierung von K minimiert sich der Fehler für kleine Lagertorsionswinkel. Er tritt aber besonders verstärkt bei großen Lagertorsionen auf (siehe Abbildung 4.10a), was aufgrund der Anforderungen aus Abschnitt 2.1 jedoch vertretbar ist. Bei einer maximalen Lagertorsion von beispielsweise $\phi_s - \phi_{s0} = \pm 15^\circ$ erreicht die Messabweichung für eine Polpaarzahl von $p=4$ eine Größe von 0,57% des maximalen Messbereichs. Durch eine geeignete Modifikation des Faktors K , wie beispielsweise nach Gleichung 58 (siehe Abschnitt 4.3.2), lässt sich der maximale Proportionalitätsfehler zwar beträchtlich reduzieren, er erhöht sich aber zugleich erheblich bei kleineren Torsionswinkeln (siehe Abbildung 4.10a oder Abbildung 4.6 aus Abschnitt 4.3.2). In der Praxis ist für den Parameter K in Abhängigkeit vom gewünschten Kennlinienverlauf einer der beiden Werte oder ein Wert dazwischen zu wählen.

a) Linearitätsfehler:



b) Fehler bei radialer Lagerverformung:



Beispiel für: a) $p=4$ bzw. b) $p=4$, $\phi_s = 15^\circ$ und $r_{s0} = 12\text{mm}$

Abbildung 4.10 Magnetfeldverursachte Messabweichungen

Im Folgendem werden die Messfehler diskutiert, die durch Störbewegungen der AMR-Sensoren im Magnetfeld mit radialen Isoklinen hervorgerufen werden.

Im Gegensatz zum in Abschnitt 4.2 betrachteten Feldverlauf mit parallelen Isoklinen führt beim Feld mit radialen Isoklinen jede **radiale Lagerverformung** Δx **entlang der x-Achse** zu einer dazu nahezu proportionalen Änderung der Feldrichtung an jedem AMR-Sensor und

damit zu einer dadurch hervorgerufenen Abweichung $\Delta\beta_{S,\Delta x}(\Delta x)$ des gemessenen Magnetfeldrichtungswinkels. Bereits das lineare Glied der an der Stelle $\Delta x=0$ entwickelten Taylorschen Formel dieser Funktion von Δx entspricht in guter Näherung der gesamten Abweichung $\Delta\beta_{S,\Delta x}$:

$$\begin{aligned} \Delta\beta_{S,\Delta x}(\Delta x) &= -p \cdot \left[\operatorname{atan2} \left(\frac{\sin(\phi_S)}{\cos(\phi_S) + \frac{\Delta x}{r_{S0}}} \right) - \phi_S \right] \\ &\approx \Delta\beta_{S,\Delta x}(0) + \Delta\beta'_{S,\Delta x}(0) \cdot \Delta x = 0 + \frac{p}{r_{S0}} \cdot \frac{\sin(\phi_S)}{\left[\left(\frac{\Delta x}{r_{S0}} \right)^2 + 2 \cdot \frac{\Delta x}{r_{S0}} \cdot \cos(\phi_S) + 1 \right]_{\Delta x=0}} \cdot \Delta x \quad (102) \\ &= p \cdot \sin(\phi_S) \cdot \frac{\Delta x}{r_{S0}} \approx p \cdot \phi_S \cdot \frac{\Delta x}{r_{S0}} \Big|_{\sin(\phi_S) \approx \phi_S} \end{aligned}$$

Wie Gleichung 102 zeigt, tritt erwartungsgemäß nur dann kein von der radialen Lagerverformung Δx entlang der x-Achse hervorgerufener Fehler bei der Feldwinkelmessung auf, wenn sich die AMR-Sensoren auf der Lenkerlängsachse (x-Achse) befinden. Die Messabweichung $\Delta\beta_{S,\Delta x}$ ist in Abbildung 4.10b für den auf der x-Achse bei $x_{S0} > 0$ sowie bei $x_{S0} < 0$ platzierten AMR-Sensor dargestellt.²⁷ Sie beträgt beispielsweise bei einer radialen Lagerverformung von $\Delta x = \pm 0,3 \text{ mm}$, der maximalen Lagertorsion $\phi_S = \pm 15^\circ$, der Polpaarzahl $p=4$ und dem Abstand $r_{S0}=12 \text{ mm}$ der AMR-Sensoren von der Lagerrotationsachse etwa 1,2% des Messbereichs. Die Größe des Messfehlers, der durch eine radiale Lagerverformung entlang der x-Achse hervorgerufen wird, ist weitestgehend unabhängig von anderen gleichzeitig auftretenden Störgrößen.

Wird gemäß Abschnitt 3.4 der arithmetische Mittelwert der Magnetfeldwinkel, welche über die beiden sich bezüglich des Lagermittelpunktes gegenüberliegenden AMR-Sensoren erfasst werden, gebildet, so reduziert sich der, durch eine radiale Lagerverformung Δx entlang der x-Achse hervorgerufene, Messfehler des so erhaltenen mittleren Feldwinkels beträchtlich auf $\Delta\tilde{\beta}_{S,\Delta x}$. Er ergibt sich wie folgt und entspricht in guter Näherung dem in Gleichung 102 vernachlässigten quadratischen Glied der Taylorschen Formel:

²⁷ Für die Berechnung des Messfehlers nach Gleichung 102 für den bezüglich des Lagermittelpunktes gegenüberliegenden Sensor kann anstelle eines Offsets von $\pm 180^\circ$ für ϕ_S äquivalent auch das Argument Δx negiert werden.

$$\begin{aligned}
\Delta\tilde{\beta}_{S,\Delta x}(\Delta x) &= \frac{\Delta\beta_{S,\Delta x}(\Delta x) + \Delta\beta_{S,\Delta x}(-\Delta x)}{2} \\
&= -\frac{p}{2} \cdot \left[\operatorname{atan2}\left(\frac{\sin(\phi_S)}{\cos(\phi_S) + \frac{\Delta x}{r_{S0}}}\right) + \operatorname{atan2}\left(\frac{\sin(\phi_S)}{\cos(\phi_S) - \frac{\Delta x}{r_{S0}}}\right) - 2 \cdot \phi_S \right] \\
&\approx \underbrace{\Delta\tilde{\beta}_{S,\Delta x}(0)}_{=0} + \underbrace{\Delta\tilde{\beta}'_{S,\Delta x}(0)}_{=0} \cdot \Delta x^2 + \underbrace{\Delta\tilde{\beta}''_{S,\Delta x}(0)}_{\Delta\beta''_{S,\Delta x}} \cdot \frac{\Delta x^2}{2} = \frac{\Delta\beta''_{S,\Delta x}(0)}{2} \cdot \Delta x^2 \\
&= -p \cdot \sin(\phi_S) \cdot \cos(\phi_S) \cdot \left(\frac{\Delta x}{r_{S0}}\right)^2 \quad (103) \\
&\approx -p \cdot \phi_S \cdot \left(\frac{\Delta x}{r_{S0}}\right)^2 \Big|_{\cos(\phi_S) \approx 1 \text{ und } \sin(\phi_S) \approx \phi_S}
\end{aligned}$$

$$\text{mit: } \Delta\beta''_{S,\Delta x}(\Delta x) = -\frac{2p}{r_{S0}^2} \cdot \sin(\phi_S) \cdot \left[\frac{\Delta x}{r_{S0}} + \cos(\phi_S) \right] \cdot \left[\left(\frac{\Delta x}{r_{S0}}\right)^2 + 2 \cdot \frac{\Delta x}{r_{S0}} \cdot \cos(\phi_S) + 1 \right]^{-2}$$

Die ebenfalls in Abbildung 4.10b dargestellte Messabweichung $\Delta\tilde{\beta}_{S,\Delta x}$ ist unter den gleichen beispielhaft genannten Bedingungen mit etwa 0,03% des Messbereichs weitaus geringer als $\Delta\beta_{S,\Delta x}$ und ist daher völlig vernachlässigbar.

Radiale Lagerverformungen in Richtung der y-Achse treten laut Abschnitt 3.1.2 nicht auf, weshalb deren Auswirkungen hier nicht näher betrachtet werden.

Bei einer **Verformung Δz des Gummilagers in axialer Richtung**, also entlang der z-Achse, bewegt sich jeder AMR-Sensor im kardanisch unverformten Lager auf einer Isokline. Die erfasste Magnetfeldrichtung ist in diesem Fall unabhängig von der axialen Lagerverformung. Tritt jedoch gleichzeitig eine kardanische Lagerverformung $\Delta\vartheta_x$ um die x-Achse auf, entsteht maximal ein Fehler $\Delta\beta_{S,\Delta z \& \Delta\vartheta_x}$ bei der Erfassung des Magnetfeldrichtungswinkels in folgender Höhe:

$$\left| \Delta\beta_{S,\Delta z \& \Delta\vartheta_x} \right| = \left| p \cdot \Delta\phi_{S,\Delta z \& \Delta\vartheta_x} \right| \leq \left| p \cdot \frac{\Delta y_{S,\Delta z \& \Delta\vartheta_x}}{r_{S0}} \right| \leq \left| p \cdot \frac{\Delta z \cdot \sin(\Delta\vartheta_x)}{r_{S0}} \right| \quad (104)$$

Demnach führt beispielsweise eine axiale Lagerverformung von $\Delta z = \pm 0,5 \text{ mm}$ bei einer gleichzeitigen kardanischen Lagerverformung $\Delta\vartheta_x = \pm 5^\circ$, einer Polpaarzahl $p = 4$ und einem Abstand $r_{S0} = 12 \text{ mm}$ der AMR-Sensoren von der Lagerrotationsachse maximal zu einer Fehlmessung der Magnetfeldrichtung von etwa 0,7% des Messbereichs, der die Erfassung einer Lagertorsion von maximal $\phi_S - \phi_{S0} = \pm 15^\circ$ zulässt.

Bei einer kardanischen Lagerverformung $\Delta\vartheta_y$ um die y-Achse verursacht eine gleichzeitige axiale Verformung Δz des Lagers maximal die gleiche Messabweichung wie eine äquivalente radiale Lagerverformung $\Delta x_{S,\Delta z \& \Delta\vartheta_y}$ entlang der x-Achse:

$$\left| \Delta x_{S, \Delta z \& \Delta \vartheta_y} \right| \leq \left| \Delta z \cdot \sin(\Delta \vartheta_y) \right| \quad (105)$$

Unter den genannten Beispielbedingungen ruft eine kardanische Lagerverformung um die y-Achse damit nur etwa ein Drittel des Messfehlers hervor, wie eine gleich große kardanische Verformung des Sensorlagers um die x-Achse (siehe Gleichung 104).

Eine axiale Lagerverformung ruft (bei einer gleichzeitigen kardanischen Verformung des Sensorlagers) trotz konstanter Lagertorsion eine Änderung des Magnetfeldrichtungswinkels an beiden AMR-Sensoren von nahezu gleichem Betrag, aber entgegengesetztem Vorzeichen hervor. Somit kann der daraus resultierende Fehler bei der Messung der Lagertorsion erheblich reduziert werden, wenn aus den mit den beiden AMR-Sensoren erfassten Feldrichtungen der Mittelwert gebildet wird. Damit lassen sich durch axiale oder radiale Lagerverformungen hervorgerufene Messfehler auf die gleiche Weise weitestgehend kompensieren.

Radiale Lagerverformungen weisen keinen nennenswerten Einfluss die Größe des Messfehlers auf, der durch axiale und kardanische Verformungen des Sensorlagers hervorgerufen werden und müssen somit in diesbezügliche Betrachtungen nicht eingeschlossen werden.

Die **kardanischen Lagerverformungen** $\Delta \vartheta_x$ bzw. $\Delta \vartheta_y$ um die x- bzw. y-Achse verursachen aber auch direkt Änderungen der Position und/oder der Orientierung der AMR-Sensoren innerhalb des Magnetfeldes und damit Fehler bei der Erfassung der Magnetfeldrichtung. Eine durch kardanische Lagerverformungen hervorgerufene Abweichung der Orientierung der magnetfeldempfindlichen Oberfläche eines AMR-Sensors von der Richtung der z-Achse führt in Abhängigkeit des am Sensor herrschenden Magnetfeldrichtungswinkels β_s zu der Messabweichung $\Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_x}$ bzw. $\Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_y}$ („#“ steht für „x“ bzw. „y“):

$$\begin{aligned} \Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_x} &= \arctan \left[\cos(\Delta \vartheta_x) \cdot \tan(\beta_s + \phi_s) \right] - (\beta_s + \phi_s) \\ &\approx \Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_x} \Big|_{\cos(\Delta \vartheta_x)=1} + \Delta \beta'_{S, \Delta \vartheta_x} \Big|_{\cos(\Delta \vartheta_x)=1} \cdot (\cos(\Delta \vartheta_x) - 1) = - \frac{\tan(\beta_s + \phi_s)}{1 + \tan^2(\beta_s + \phi_s)} \cdot (1 - \cos(\Delta \vartheta_x)) \\ \Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_y} &= \arctan \left[\frac{1}{\cos(\Delta \vartheta_y)} \cdot \tan(\beta_s + \phi_s) \right] - (\beta_s + \phi_s) \\ &\approx \Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_y} \Big|_{\cos(\Delta \vartheta_y)=1} + \Delta \beta'_{S, \Delta \vartheta_y} \Big|_{\cos(\Delta \vartheta_y)=1} \cdot (\cos(\Delta \vartheta_y) - 1) = + \frac{\tan(\beta_s + \phi_s)}{1 + \tan^2(\beta_s + \phi_s)} \cdot (1 - \cos(\Delta \vartheta_y)) \\ \Rightarrow \max \left| \Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_{\#}}(\beta_s + \phi_s) \right| &= \left| \Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_{\#}}(45^\circ) \right| \approx \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(\Delta \vartheta_{\#})) \end{aligned} \quad (106)$$

Die Auswirkung herstellungsbedingter Orientierungstoleranzen des Sensorchips lassen sich analog ermitteln. Wie die Taylorreihenentwicklung von $\Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_{\#}}$ an der Stelle $\cos(\Delta \vartheta_{\#}) = 1$ bis zum linearen Glied zeigt, tritt die stärkste und damit entscheidende durch eine fehlerhafte Sensororientierung verursachte Messabweichung, deren Größe ebenfalls in Gleichung 106 angegeben ist, z.B. bei $\beta_s = 45^\circ$ auf. Unter den oben genannten Beispielbedingungen beträgt $\Delta \beta_{S, \Delta \vartheta_{\#}}$ bei einer kardanischen Lagerverformung von $\Delta \vartheta_{\#} = \pm 5^\circ$ nur maximal 0,09% des Messbereichs und ist daher vernachlässigbar.

Eine weitaus stärkere Beeinträchtigung der Messgenauigkeit wird durch die Änderung der y-Komponente $\Delta y_{\Delta \vartheta}$ der zum Magnetfeld relativen Position jedes AMR-Sensors aufgrund des

gleichzeitigen Auftretens kardanischer Lagerverformungen um die x- und y-Achse hervorgerufen. Bei einer kardanischen Lagerverformung $\Delta\vartheta_y$ um die y-Achse bewegen sich die AMR-Sensoren, wegen der in Abschnitt 3.1.2 definierten Rotationsreihenfolge, grundsätzlich auf einer Isokline, weshalb die Messgenauigkeit durch diese Art der Positionsänderung zunächst nicht beeinträchtigt wird. Erfolgt daraufhin zusätzlich eine kardanische Lagerverformung $\Delta\vartheta_x$ um die x-Achse, bewegt sich jeder Sensor auch geringfügig entlang der y-Achse, wodurch sich der an den auf der x-Achse angeordneten AMR-Sensoren herrschende Magnetfeldrichtungswinkel um den Fehler $\Delta\beta_{S,\Delta\vartheta}$ ändert. Eine gute Approximation der Größe dieses Fehlers kann näherungsweise unter Vernachlässigung der Lagertorsion (bei einer für das Ergebnis irrelevanten x-Komponente der AMR-Sensorposition im entspannten Sensorlager von $\pm r_{S0}$) erfolgen:

$$\Delta\beta_{S,\Delta\vartheta} = -p \cdot a \tan 2 \left[\underbrace{\frac{\pm \Delta y_{\Delta\vartheta}}{r_{S0} \cdot \cos(\Delta\vartheta_y)}}_{=\Delta\phi_{S,\Delta\vartheta}} \right] \approx \mp p \cdot \frac{\Delta y_{\Delta\vartheta}}{r_{S0}} = -p \cdot \frac{[r_{S0} \cdot \sin(\Delta\vartheta_y)] \cdot \sin(\Delta\vartheta_x)}{r_{S0}} \approx \underline{\underline{-p \cdot \Delta\vartheta_x \cdot \Delta\vartheta_y}} \quad (107)$$

Unter den bereits zuvor bewerteten Beispielbedingungen einer kardanischen Lagerverformung von $\Delta\vartheta_x = \pm 5^\circ$ und $\Delta\vartheta_y = \pm 5^\circ$, einer Polpaarzahl $p = 4$ und einer Lagertorsion von maximal $\phi_S = \pm 15^\circ$ entspricht $\Delta\beta_{S,\Delta\vartheta}$ etwa 1,5% des gesamten Messbereichs. Der unabhängig von der vertikalen Radposition auftretende und damit relevante Anteil dieses Fehlers beträgt maximal etwa $\pm 0,5\%$ des Messbereichs. Er wird durch eine kardanische Verformung des Sensorlagers mit einer Größe von ca. $\Delta\vartheta_x = \pm 0,5^\circ$ und $\Delta\vartheta_y = \pm 1,5^\circ$ hervorgerufen.

Bei Berücksichtigung des Einflusses der Lagertorsion ist $\Delta\beta_{S,\Delta\vartheta}$ maximal um den Magnetfeldwinkelfehleroffset $\Delta\tilde{\beta}_{S,\Delta\vartheta}$ zu modifizieren, welcher im vollen Umfang gilt, wenn keine kardanische Lagerverformung $\Delta\vartheta_y$ um die y-Achse auftritt:

$$\Delta\tilde{\beta}_{S,\Delta\vartheta} = -p \cdot \left[\underbrace{a \tan 2 \left[\frac{r_{S0} \cdot \sin(\phi_S) \cdot \cos(\Delta\vartheta_x)}{r_{S0} \cdot \sin(\phi_S)} \right]}_{=\Delta\phi_{S,\Delta\vartheta}} - \phi_S \right] \approx \underline{\underline{-p \cdot \phi_S \cdot [1 - \cos(\Delta\vartheta_x)]}} \quad (108)$$

Die Größe von $\Delta\tilde{\beta}_{S,\Delta\vartheta}$ kann jedoch in aller Regel gegenüber $\Delta\beta_{S,\Delta\vartheta}$ vernachlässigt werden. Sie beträgt unter den genannten Beispielbedingungen etwa $\pm 0,2\%$ des gesamten Messbereichs und damit nur etwa ein Achtel von $\Delta\beta_{S,\Delta\vartheta}$.

Der **Betrag der** innerhalb des Permanentmagnettrings zur magnetischen Feldstärke proportionalen **magnetischen Flussdichte** ist unabhängig von ϕ (siehe Gleichung 98 aus Abschnitt 4.3.4):

$$B_i = |\vec{B}_i| = \sqrt{B_{i,r}^2 + B_{i,\phi}^2 + B_{i,z}^2} = \sqrt{B_{i,r}^2 + B_{i,\phi}^2} = |M_{P0}| \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \quad (109)$$

Damit bleibt die Stärke des Magnetfeldes an der Position der AMR-Sensoren beim Auftreten der zu messenden Lagertorsion um die Rotationsachse des Lagers unverändert. Das ist für die Auslegung der AMR-Sensoren und für die Signalauswertung von Vorteil.

Aufgrund des sektorförmigen Feldaufbaus des Polrings nimmt der Betrag der Flussdichte mit sinkendem Radius im Vergleich zum im Abschnitt 4.2 beschriebenen Magnetfeld mit parallelen Isoklinen für große Radien innerhalb des Permanentmagnetrings erheblich langsamer ab. Aus diesem Grund unterscheiden sich die maximalen Flussdichten innerhalb des Permanentmagnetrings, welche bei $r = r_i$ auftreten, beispielsweise beim Vergleich des in Abbildung 4.1 in Abschnitt 4.2.2 auf Seite 48 dargestellten Magnetfeldes mit parallelen Isoklinen mit ca. 0,23T und dem bezüglich des Messbereichs äquivalenten rotations-symmetrischen Magnetfeldes aus Abbildung 4.9 mit ca. 0,15T um den Faktor 1,52, obwohl bei beiden Feldern die Feldstärke an den AMR-Sensoren 30kA/m beträgt. Dieser Unterschied zwischen den maximalen Flussdichten innerhalb des Permanentmagnetrings hat natürlich auch äquivalente Auswirkungen auf die Höhe der dafür notwendigen Magnetisierung des Permanentmagnetrings.

Die **Polpaarzahl** p ist theoretisch in Abhängigkeit von der maximal auftretenden Lagertorsion um die Rotationsachse des Lagers so zu wählen, dass der Messbereich der AMR-Sensoren weitestgehend ausgenutzt wird. Dadurch wird der Einfluss des winkelunabhängigen Messfehlers der Sensoren maximal reduziert. Die zur Gewährleistung der vom Sensortyp abhängigen Mindestfeldstärke erforderliche Mindestmagnetisierung des Permanentmagnetrings wird allerdings ebenfalls wesentlich von der Polpaarzahl beeinflusst (siehe Gleichung 98). Wenn größere Polpaarzahlen um eins erhöht werden und der Betrag der Magnetisierung gleich bleibt, dann kann in grober Näherung mit einer Reduzierung der Feldstärke an den Sensoren um den Faktor r_i/r_{s0} gerechnet werden. Die erreichbare Magnetisierung ist materialabhängig und kann aus Gründen der Verfügbarkeit sowie des Preises des Magnetwerkstoffs nicht beliebig erhöht werden. In der Praxis darf die Polpaarzahl in Abhängigkeit von der Lagergeometrie einen über die Gleichung 98 bestimmbaren Wert nicht überschreiten, um die erforderliche Mindestfeldstärke zu gewährleisten, welche von den AMR-Sensoren benötigt wird. Im Hinblick auf das herstellungsbedingte Design des Permanentmagnetrings in der Form zweier Halbschalen (siehe Abschnitt 3.4) wird mit dem Ziel der Kostenoptimierung eine von der Polpaarzahl unabhängige identische Ausführung beider Halbschalen nur erreicht, wenn die Teilung des Permanentmagnetrings mittig durch zwei sich gegenüberliegende Pole erfolgt. Zusätzlich vereinfacht sich die Montage aufgrund einer vollständigen Symmetrie beider Halbschalen, wenn eine gerade Polpaarzahl gewählt wird.

Alle Feldlinien des in diesem Abschnitt diskutierten Magnetfeldes des Sensorlagers schließen sich im Magneten, so dass außerhalb des Permanentmagnetrings kein Magnetfeld auftritt. Aus diesem Grund kann das Material der Lagerbuchse des Lenkers und der sich darin befindenden äußeren Lagerhülse hinsichtlich der magnetischen Eigenschaften beliebig gewählt werden. Im Permanentmagneten selbst herrscht in großen Gebieten eine Flussdichte gleicher Größenordnung. Nur am äußeren Rand tritt an den Polen eine sehr geringe und besonders zwischen den Polen eine höhere Flussdichte auf, was grundsätzlich ein Indiz auf eine suboptimale Materialausnutzung ist. Durch eine Optimierung der Magnetisierung lassen sich diese Nachteile um einige Prozent auf ein absolutes Minimum reduzieren, indem

ein geeigneter Rückschluss der Feldlinien über die äußere Lagerhülse und die Lagerbuchse des Lenkers erfolgt. Eine solche Lösung bietet zwar geringfügige Vorteile, lässt sich aufgrund der Komplexität einer entsprechenden analytischen Betrachtung jedoch nur mit sehr großem Aufwand auf heuristischem Weg finden und wird deshalb in dieser Dissertation nicht verfolgt. Die besondere Schwierigkeit besteht dabei in der Wahrung des gewünschten Feldverlaufs innerhalb des Permanentmagnetrings bei gleichzeitiger Gewährleistung der Herstellbarkeit des Magneten.

4.3.6 FEM-Simulation und Vermessung des Sensorlagermagnetfeldes

Analog zum in Abbildung 4.9 (siehe Abschnitt 4.3.5) dargestellten berechneten Verlauf des Magnetfeldes mit radialen Isoklinen im Lagerquerschnitt zeigt Abbildung 4.11 das Ergebnis einer **FEM-Simulation** unter Einbeziehung der sich im Lagerkern befindenden ferromagnetischen²⁸ Schraube. Erwartungsgemäß unterscheiden sich beide Felder im Wesentlichen nur im Bereich der Lagerschraube, speziell an deren Oberfläche aufgrund der stark unterschiedlichen Permeabilität von Lagerkern und Schraube.

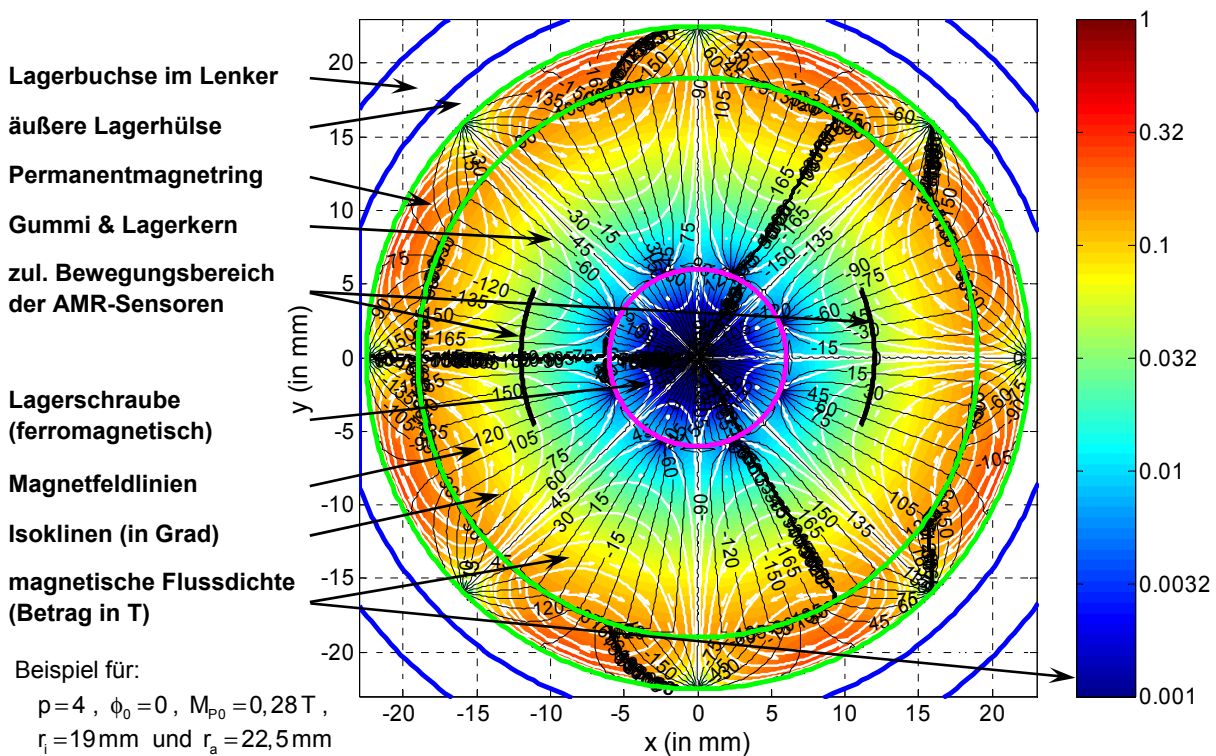


Abbildung 4.11 Magnetfeld im Sensorlager (FEM-Simulation)

Das betrifft vor allem den Verlauf der Isoklinen im Bereich der Schraubenoberfläche. Im gesamten Lager verlaufen aufgrund der geforderten Rotationssymmetrie radiale Isoklinen mittig durch jeden Pol sowie mittig zwischen allen benachbarten Polen. Wie beide Abbildungen

²⁸ Die Permeabilität der Lagerschraube liegt mehrere Größenordnungen über der des Vakuums und kann daher ohne nennenswerte Beeinflussung des Magnetfeldes auch als unendlich groß angenommen werden

zeigen, gilt diese Eigenschaft unabhängig von der Permeabilität der Lagerschraube. Im Gegensatz zum Feld mit parallelen Isoklinen (siehe Abschnitt 4.2) beschränkt sich dadurch die Störung des Feldes wunschgemäß auf viele kleine Sektoren zwischen jeweils benachbarten durchgehend radialen Isoklinen. Gleiches gilt für den Betrag der magnetischen Flussdichte, der ebenfalls nahezu ausschließlich im Bereich der Oberfläche der Lagerschraube von der Permeabilität der Schraube abhängt.

Wegen der Periodizität und der Rotationssymmetrie des Feldes sinkt im Bereich der Lagerschraube die im Vergleich zur Position der AMR-Sensoren oder des Magnetrings ohnehin schon sehr geringe Flussdichte mit abnehmenden Radius stark ab und verschwindet im Lagermittelpunkt vollständig. Das geschieht trotz der feldbündelnden Wirkung der Lagerschraube, die aufgrund ihrer Permeabilität hervorgerufen wird. Das ist eine weitere Ursache für den weitaus geringeren Einfluss der Lagerschraube auf den Magnetfeldverlauf in den sie umgebenden Gebieten im Vergleich zum Magnetfeld mit parallelen Isoklinen.

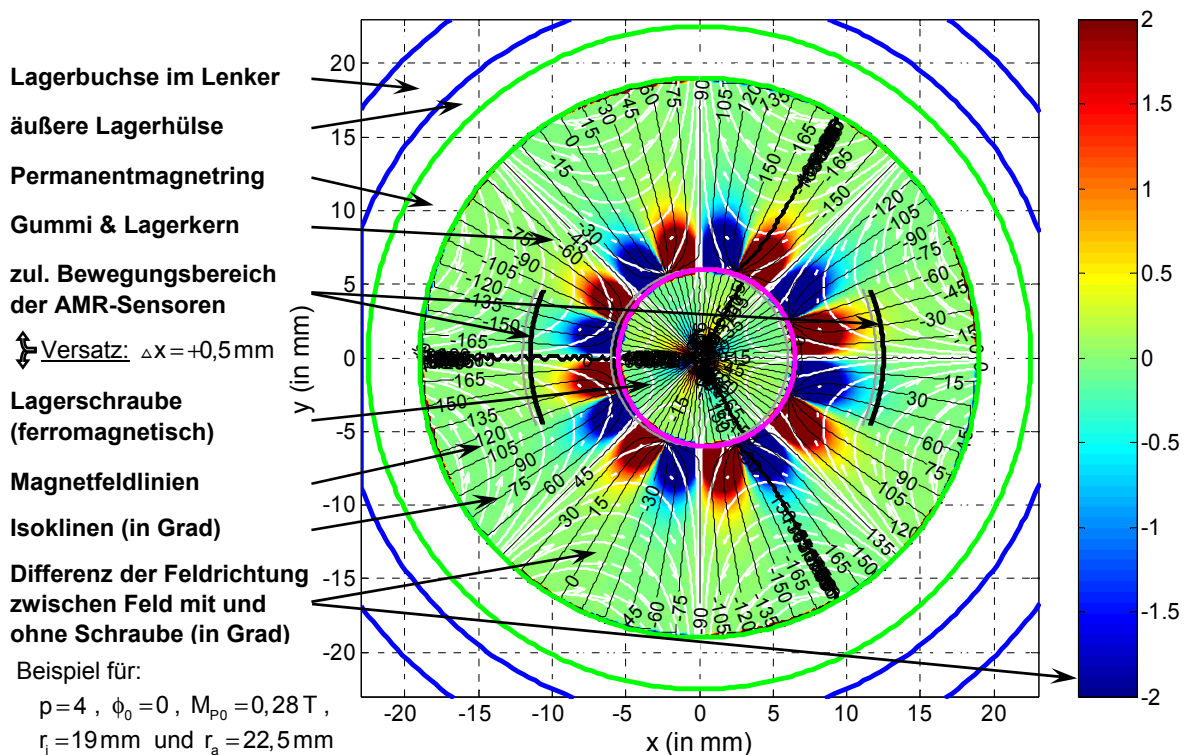


Abbildung 4.12 Feldrichtungsfehler bei Verschiebung der Lagerschraube um 0,5mm (FEM-Simulation)

Abbildung 4.12²⁹ zeigt die Abweichung des Magnetfeldrichtungswinkels vom in Abbildung 4.9 dargestellten Wunschzustand des Feldes für eine um 0,5mm in radialer Richtung verschobene ferromagnetische Lagerschraube. Diese Abweichung liegt im Bewegungsbereich der AMR-Sensoren mit maximal $0,3^\circ$ signifikant unter der im Abschnitt 2.1 geforderten Messgenauigkeit. Etwa 70% dieses Fehlers tritt bereits beim in Abbildung 4.11 dargestellten radial unverformten Lager auf. Der Messfehler nimmt mit fallendem

²⁹ Abbildung 4.12 ist abgesehen von der Verschiebung der Lagerschraube äquivalent zu Abbildung 4.3 aus Abschnitt 4.2.3 auf Seite 51, welche den Feldrichtungsfehler des Magnetfeldes mit parallelen Isoklinen zeigt.

Radius überproportional zu. Aus diesem und anderen, bereits in Abschnitt 3.4 diskutierten, Gründen sollte beim Lagerdesign der Abstand zwischen der Schraube und den AMR-Sensoren möglichst groß gewählt werden. Obwohl die AMR-Sensoren und die Lagerschraube zueinander fixe Positionen aufweisen, rufen die ferromagnetischen Eigenschaften der Lagerschraube bei einer radialen Lagerverformung eine Erhöhung bzw. Reduktion des Betrags des Feldrichtungsfehlers am Sensor hervor, der daraufhin in geringerer bzw. größerer Entfernung vom Magnetring liegt. Treten große radiale Lagerverformungen vorwiegend in einer Richtung auf und wird gleichzeitig nur ein Sensor verwendet, sollte dieser deshalb auf der Seite platziert werden, auf der sich der Gummi im Lager stärker dehnt.

Zusammenfassend betrachtet ist die Beeinträchtigung der erreichbaren Messgenauigkeit des Sensorlagers durch die Permeabilität der Lagerschraube beim Magnetfeld mit radialen Isoklinen vernachlässigbar.

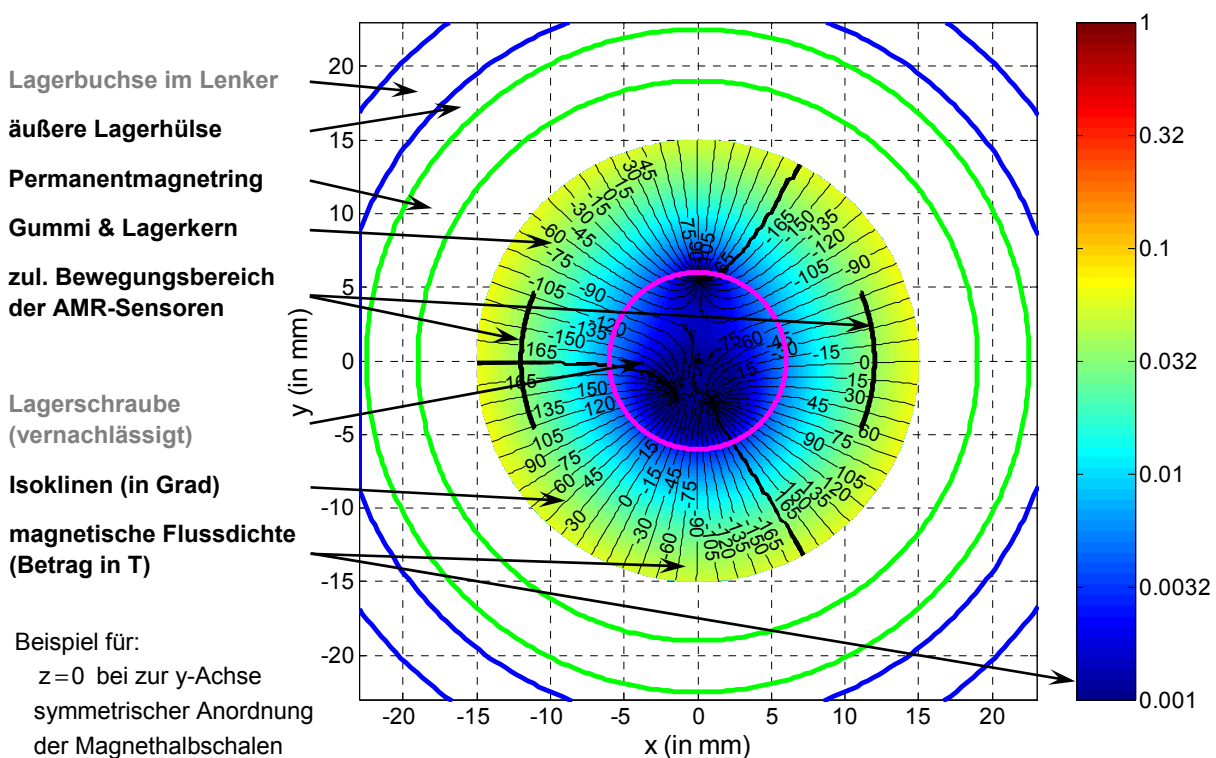


Abbildung 4.13 Magnetfeld im Querschnitt des Permanentmagnetrings (Messung)

Abbildung 4.13 zeigt das Ergebnis einer labortechnischen **Vermessung des Magnetfeldes** zweier zur y-Achse symmetrisch angeordneter³⁰ halbschalenförmiger Magnete des Prototyps des Sensorlagers, welches innerhalb des Permanentmagnetrings ohne Lagerschraube hervorgerufen wird. Den Messaufbau zeigt Abbildung A.3 des Anhangs A.1 auf Seite 127.

Im Ergebnis der Vermessung mehrerer, im gleichen Herstellungsprozess einzeln gefertigter Magnethalbschalen lassen sich keine messbaren Unterschiede bezüglich ihrer Magnetisierung nachweisen. Darin liegt auch die Ursache für die Symmetrie des Magnetfeldes von

³⁰ Die Einspritzstutzen der Magnethalbschalen befinden sich auf beiden Seiten des Lagers.

Abbildung 4.13 bezüglich der y-Achse. Entsprechend tritt bei einer zur z-Achse symmetrischen Anordnung³¹ der Magnethalbschalen eine Punktsymmetrie des Magnetfeldes zum Lagermittelpunkt in der Lagerquerschnittsebene auf, in welcher die AMR-Sensoren liegen (siehe Abbildung A.5 im Anhang A.6 auf Seite 139). Aufgrund dieser Punktsymmetrie wirken Feldfehler an beiden AMR-Sensoren in gleicher Weise, weshalb eine Kompensation dieser Fehler durch eine arithmetische Mittelwertbildung der mit beiden Sensoren gemessenen Feldwinkel grundsätzlich nicht möglich ist. Deshalb wird diese Variante nicht näher betrachtet.

Obwohl das reale Magnetfeld prinzipiell dem Zielfeld mit vier Polpaaren ($p=4$) aus Abbildung 4.9 entspricht, weist es sowohl bezüglich des Betrags als auch hinsichtlich der Feldrichtung signifikante Fehler auf. So ist der auftretende Betrag der Flussdichte nicht ausschließlich vom Radius abhängig. Vielmehr zeigt sich eine kaum wahrnehmbare Abschwächung an den Polen des Permanentmagneten. Wesentlich stärker äußert sich eine Feldschwächung in der Umgebung der Grenzflächen zwischen beiden Magnethalbschalen, die zudem bei beiden Übergängen unterschiedlich groß ist. Im Bereich der AMR-Sensoren herrscht in Abhängigkeit von der Lagertorsion eine Flussdichte von 32,5mT bis 35mT, womit die in Tabelle 3.1 (siehe Seite 31 in Abschnitt 3.3) geforderte Mindestfeldstärke nur zu etwa 90% erreicht wird. Die im Permanentmagneten herstellungsbedingt herrschende Magnetisierung beträgt nach Gleichung 98 folglich etwa 0,25T. Wie die Untersuchungen aus Abschnitt 3.3 zeigen, ist die erreichte Feldstärke für eine erfolgreiche Verwendung innerhalb eines Prototypen jedoch ausreichend.

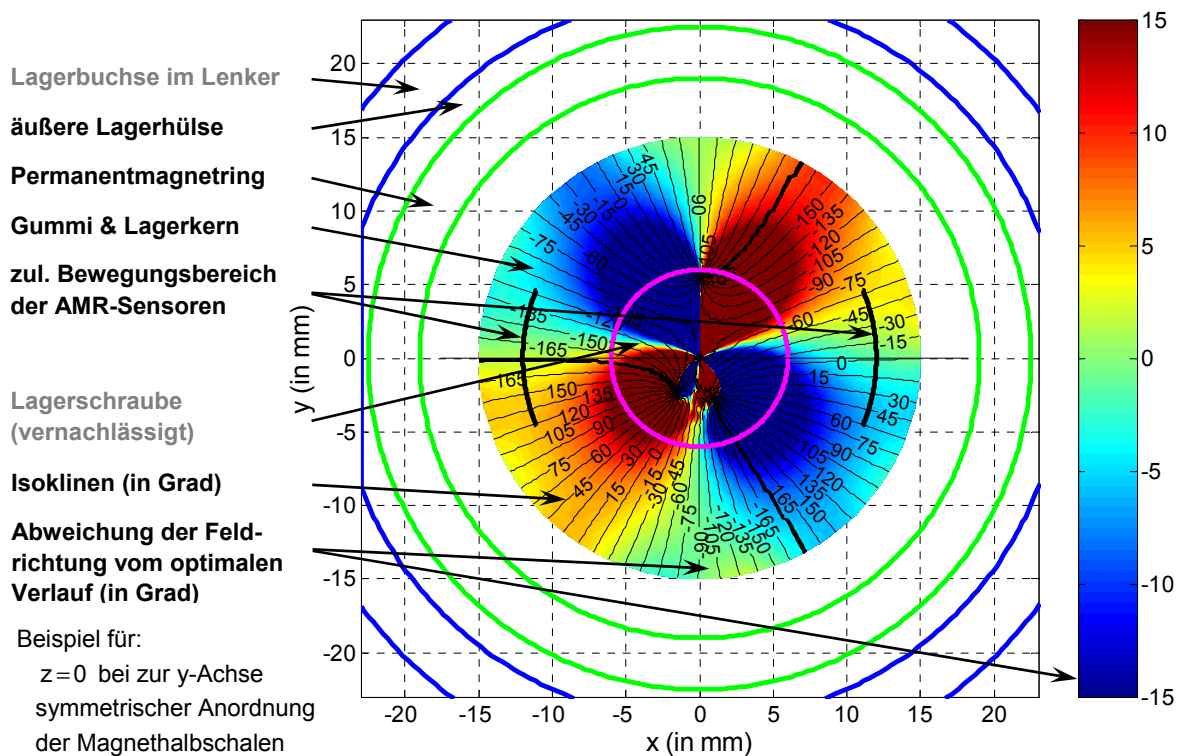


Abbildung 4.14 Abweichung der Isoklinen vom idealen Verlauf (Messung)

³¹ Die Einspritzstutzen der Magnethalbschalen befinden sich auf nur auf einer Seite des Lagers.

Die Richtung des in Abbildung 4.13 dargestellten Magnetfeldes entspricht für große Radien in grober Näherung dem geforderten sternförmigen Verlauf. Die starke Zunahme des Fehlers im Isoklinenverlauf hin zur Lagermitte ist für die Funktion des Sensorlagers irrelevant. Die diskutierten Schwankungen des Betrages der Flussdichte sind mit ungleichmäßigen Abständen zwischen den Isoklinen verbunden. Das betrifft auch den Bereich der AMR-Sensoren, was zu einem Fehler in der Übertragungskennlinie führt. In Abbildung 4.14 ist die Abweichung des Feldrichtungswinkels vom Sollverlauf aus Abbildung 4.9 dargestellt. Daraus geht eine erhebliche Variation der Isoklinendichte hervor. Die Isoklinendichte ist für den Sensorradius $r_s = 12\text{ mm}$ in der Mitte des Sensorbewegungsbereich minimal und entspricht dort einer lokalen Polteilung von $p = 3,44$. Für den gleichen Radius beträgt die maximale lokale Polteilung $p = 4,7$, wovon innerhalb des Sensorbewegungsbereichs an dessen Rand bereits ein Wert von $p = 4,1$ erreicht wird. Leider entsteht bei der hier konstruktiv vorgegebenen Platzierung der AMR-Sensoren direkt gegenüber den Polen eine Kennlinie, die tendenziell ein zu den in Abschnitt 4.3.2 verfolgten Zielen entgegengesetztes Verhalten aufweist.

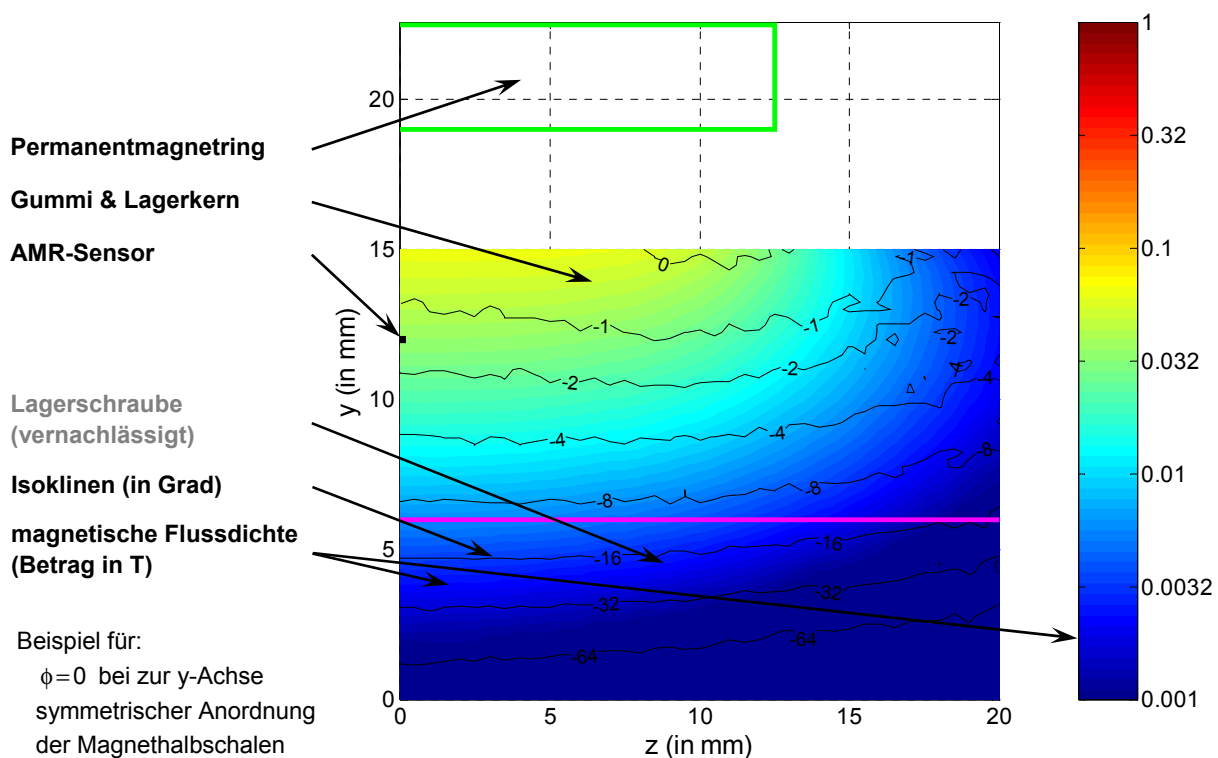


Abbildung 4.15 Magnetfeld im Längsschnitt des Permanentmagnetrings (Messung)

Das Feld weist um die AMR-Sensoren in einem ausreichend großen Gebiet von wenigen Millimetern eine sehr gute Umsetzung der geforderten Plansymmetrie in Richtung der Rotationsachse des Sensorlagers (z -Achse) auf, wie Abbildung 4.15 beispielsweise für den Betrag der Feldstärke im Lagerlängsschnitt bei $\phi=0$ zeigt. Eine Abhängigkeit der Feldrichtung von der z -Position ist in diesem Bereich nicht nachweisbar und daher nur von untergeordneter Bedeutung.

Die Inhalte von Abbildung 4.14 und Abbildung 4.15 sind für die zur z -Achse symmetrischen Anordnung der Magnethalbschalen ebenfalls in Anhang A.6 dargestellt.

5 Hard- und Software der Sensorelektronik

Im Fokus dieses Kapitels steht der elektronische Teil des Sensorlagers einschließlich der wesentlichen, auf dem verwendeten Mikrocontroller umgesetzten Softwarealgorithmen. So werden einerseits der Entwurf und die Dimensionierung sowie die damit realisierten Eigenschaften der analogen Sensorelektronik vorgestellt. Andererseits werden Möglichkeiten aufgezeigt, anhand welcher Algorithmen eine effiziente Ermittlung der gewünschten Informationen über das Fahrzeugniveau aus den digitalisierten Ausgangssignalen der analogen Sensorelektronik erfolgen kann. Diese Thematik wird um Aspekte der Selbstdiagnose ergänzt.

5.1 Struktur der Sensorelektronik

Die Hauptaufgabe der Sensorelektronik liegt in der Umwandlung der Brückenspannungen der AMR-Sensoren in ein der Magnetfeldrichtung gemäß Gleichung 3 (siehe Seite 30 in Abschnitt 3.3) äquivalentes pulswidenmoduliertes (PWM) Signal, das den Anforderungen aus Abschnitt 2.1 genügt. Daneben ist bei Bedarf, beispielsweise für die Dämpferregelung, ein weiteres PWM-Signal bereitzustellen, welches proportional zur zeitlichen Änderung der gemessenen Magnetfeldrichtung ist. Um die in Abschnitt 2.1 geforderten Signallaufzeiten zu erreichen, sollen beide PWM-Signale synchron mit einer (applizierbaren) Frequenz von bis zu 1kHz übertragen werden. Die Signallaufzeit innerhalb der Sensorelektronik bis zum Beginn jedes PWM-Ausgabezyklus soll maximal 1ms betragen und für beide Signale annähernd gleich sein. Die gleichzeitige Erfassung und Übertragung beider Signale ist eine Voraussetzung für die korrekte Funktion der Software des empfangenden Steuergerätes.

Grundsätzlich setzt sich die Sensorelektronik aus zwei Hauptkomponenten zusammen. Einerseits wird ein analoger Schaltungsteil benötigt, mit dem eine Konditionierung der analogen Brückenspannungen erfolgt. Andererseits ist eine effiziente Berechnung der Magnetfeldrichtung nur über eine digitale Signalverarbeitung möglich [56]. Die Signalkonvertierung erfolgt an der Schnittstelle zwischen beiden Schaltungsteilen über einen Analog/Digital-Wandler. Aus ökonomischen Gesichtspunkten ist in Serienfahrzeugen maximal der Einsatz eines 12-Bit-Wandlers innerhalb einer Fahrzeugniveausensorik zulässig.

Die Ermittlung der vertikalen Radgeschwindigkeit aus der zeitlichen Änderung des gemessenen Magnetfeldwinkels ist theoretisch durch eine digitale Verarbeitung der über den Analog/Digital-Wandler digitalisierten Brückenspannungen der AMR-Sensoren möglich. In der Praxis ist jedoch selbst bei voller Ausnutzung des Dynamikbereichs geeigneter Analog/Digital-Wandler deren Auflösung nicht oder nur bedingt ausreichend, um vertikale Radgeschwindigkeiten mit der in Abschnitt 2.1 geforderten Auflösung und zulässigen Signallaufzeit zu erfassen [56]. Die Brückenspannungen ändern sich innerhalb der geforderten Signallaufzeit selbst bei der größten zu detektierenden vertikalen Radgeschwindigkeit im Verhältnis zum detektierbaren Gesamtsignalhub des Analog/Digital-Wandlers nämlich nur geringfügig. Die Signalaufklärung kann theoretisch über einen digitalen Filteralgorithmus erhöht werden, der die maximal mögliche vertikale Radbeschleunigung berücksichtigt. In der

Praxis lässt sich mit diesem Konzept die geforderte Auflösung jedoch ebenfalls nicht erreichen. Die zeitliche Änderung der vertikalen Radgeschwindigkeit innerhalb 1ms beträgt beispielsweise bei einer vertikalen Radbeschleunigung von 200m/s^2 , welche in der Praxis durchaus auftritt, bereits $0,2\text{m/s}$ und liegt damit nahezu eine Größenordnung über der in Abschnitt 2.1 geforderten Auflösung des Geschwindigkeitssignals.

Die Probleme werden umgangen, wenn zur Ermittlung der vertikalen Radgeschwindigkeit die Brückenspannungen der AMR-Sensoren bereits im analogen Schaltungsteil nach der Zeit differenziert werden [56]. Durch eine entsprechende Verstärkung dieser differenzierten Signale kann der maximal zu erfassende Signalhub exakt auf den Arbeitsbereich des Analog/Digital-Wandlers angepasst werden. Auf diese Weise wird bei gleicher Auflösung des Analog/Digital-Wandlers die Messung geringerer vertikaler Radgeschwindigkeiten innerhalb der geforderten Signallaufzeit möglich.

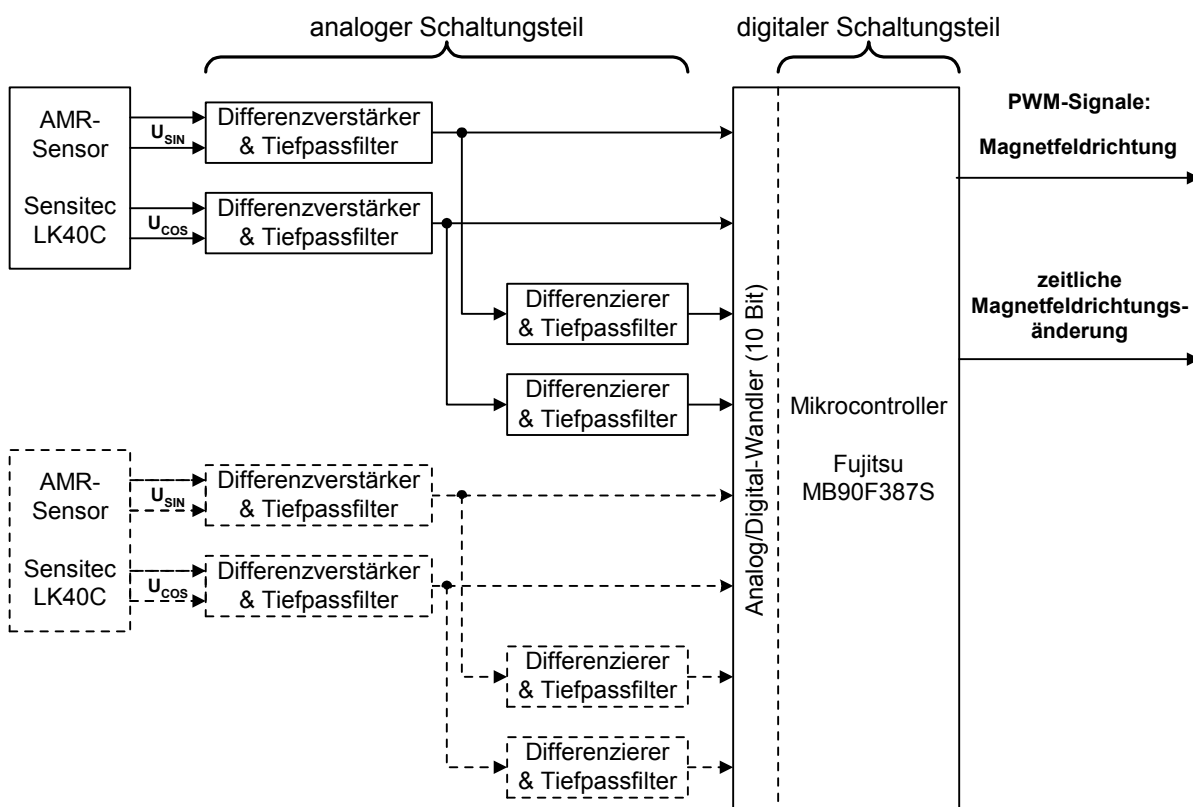


Abbildung 5.1 Struktur der Sensorelektronik

In Abbildung 5.1 ist die Struktur der Sensorelektronik des Prototyps des Sensorlagers für die Verwendung eines beziehungsweise zweier AMR-Sensor(en) dargestellt [59]. In der ersten Stufe des analogen Schaltungsteils erfolgt mit jeweils einem Differenzverstärker pro Brückenspannung der AMR-Sensoren gleichzeitig eine Tiefpassfilterung und eine Anpassung des Signalpegels an den Arbeitsbereich des Analog/Digital-Wandlers. Die Ausgangssignale dieser Stufe beinhalten die Information der gemessenen Magnetfeldrichtung. Aus diesen Signalen wird im digitalen Schaltungsteil nach deren Digitalisierung mittels des Analog/Digital-Wandlers ein PWM-Signal generiert, welches dem Magnetfeldwinkel proportional ist. Parallel dazu erfolgt im analogen Schaltungsteil eine analoge Differenzierung der konditio-

nierten Brückenspannungen nach der Zeit einschließlich einer Pegelanpassung an den Arbeitsbereich des Analog/Digital-Wandlers und einer weiteren Tiefpassfilterung. Nach der Digitalisierung der auf diese Weise erhaltenen Signale wird im digitalen Schaltungsteil unter der Nutzung der digitalisierten Brückenspannungen ein der zeitlichen Änderung der Magnetfeldrichtung proportionales PWM-Signal berechnet.

Im Prototyp des Sensorlagers umfasst ein Mikrocontroller vom Typ MB90F387S von *Fujitsu* den digitalen Schaltungsteil einschließlich eines 8-kanaligen 10-Bit-Analog/Digital-Wandlers und zweier 16-Bit-PWM-Ausgänge. Dieser Mikrocontroller stellt für die gestellte Aufgabe derzeit den besten Kompromiss zwischen Package, Performance und Preis dar [55].

5.2 Analoge Konditionierung der Sensorsignale

Vor der Analog/Digital-Wandlung erfolgt im analogen Teil der Sensorelektronik die Konditionierung der Brückenspannung entsprechend Abschnitt 5.1 getrennt für jede Wheatstonesche Vollbrücke der AMR-Sensoren.

Gemäß Abbildung 5.1 wird über einen **Differenzverstärker mit integriertem Tiefpassfilter** jede dieser Brückenspannungen, welche bei einer Betriebsspannung von 5V etwa im Bereich von -50...+50mV liegen, an den Eingangsspannungsbereich des Analog/Digital-Wandlers von 5V angepasst. Dazu werden die Brückenspannungen nahezu **um den Faktor $v_v = 40$ verstärkt**³² und um einen **Offset von 2,5V** erhöht. Der durch diesen Signaloffset symmetrisch geteilte Eingangsspannungsbereich des Analog/Digital-Wandlers wird so, bei einer ausreichenden Reserve gegenüber Toleranzen der Bauelemente von jeweils etwa 0,5V an den Grenzen dieses Bereichs, optimal genutzt.

Die Tiefpassfilterung bewirkt eine Unterdrückung hochfrequenter Signalstörungen und führt somit zur Reduktion von Aliasing-Effekten bei der Analog/Digital-Wandlung und damit zur Erhöhung der Signalaufösung im interessierenden Frequenzbereich. Im Kompromiss zwischen den Eigenschaften Dämpfung, Gruppenlaufzeit, Amplitudengangfehler und Schaltungsaufwand wurde der Differenzverstärker zu einem **Tschebyscheff-Tiefpassfilter zweiter Ordnung** mit einer **Grenzfrequenz**³³ **von ca. 380Hz**, einer **Gruppenlaufzeit von etwa 0,33ms** und einer **Welligkeit von ca. 4,5dB** im Durchlassbereich erweitert (siehe Anhang A.7).

Dieser Filtertyp eignet sich aufgrund der hohen Dämpfung oberhalb der Grenzfrequenz bei gleichzeitig geringer Gruppenlaufzeit weit unterhalb der Grenzfrequenz. Bei gegebener Gruppenlaufzeit für sehr kleine Frequenzen weist der Tschebyscheff-Filter vor allem beim Übergang in den Sperrbereich des Filters im Vergleich zu anderen Filtertypen, wie Butterworth oder Bessel, die höchste Dämpfung auf. Die für Tschebyscheff-Filter im Bereich der Grenzfrequenz charakteristische Welligkeit des Amplitudenverlaufs und der Gruppenlaufzeit ist aufgrund des niederfrequenten Signalnutzbereichs nicht von Nachteil. Mit steigender Ordnung sind zwar grundsätzlich bessere Eigenschaften des Filters erreichbar, es steigt

³² Wegen der Belastung der AMR-Sensorbrücken durch den Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt die tatsächliche, auf die Leerlauf-Brückenspannungen bezogene Verstärkung etwa Faktor 38.

³³ Frequenz bei Unterschreitung der Gleichspannungsverstärkung

aber auch gleichzeitig die Komplexität der Schaltung und die Empfindlichkeit der Filterparameter gegenüber den Toleranzen der Bauelemente. Ein Filter zweiter Ordnung stellt für den Prototypen des Sensorlagers daher den besten Kompromiss dar.

Den Amplitudengang und die Gruppenlaufzeit des Differenzverstärkers mit integriertem Tiefpassfilter zeigt das linke Diagramm von Abbildung 5.2 in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Wahl der Gruppenlaufzeit basiert auf der Annahme, dass die für die Sensorelektronik zulässige Signallaufzeit von maximal 1ms sich zu etwa je einem Drittel auf den Differenzverstärker, den Differenzierer und die digitale Signalverarbeitung des differenzierten Signals verteilt. Die Grenzfrequenz wurde so gewählt, dass bei dieser Gruppenlaufzeit die **Dämpfung mindestens 20dB** für Signalanteile **ab nahezu 1kHz** beträgt. Aliasingeffekte innerhalb des Nutzfrequenzbereiches von 0...20Hz werden dadurch wirksam unterdrückt. Abweichend vom Idealverlauf des Amplitudengangs tritt bei dieser Filterdimensionierung bereits innerhalb des Nutzfrequenzbereichs eine geringe und vertretbare Überhöhung der Verstärkung von bis zu 0,35% auf. Die Überhöhung erreicht bei ca. 270Hz ihr Maximum von nahezu 70% der Sollverstärkung. Dieses Verhalten ist akzeptabel, da die Abweichung des Amplitudenverlaufs im Wesentlichen außerhalb des Nutzfrequenzbereichs auftritt. Es kann nur durch die Erhöhung der Filterordnung verbessert werden, worauf aus den genannten Gründen beim hier angestrebten Produktreifegrad verzichtet wird.

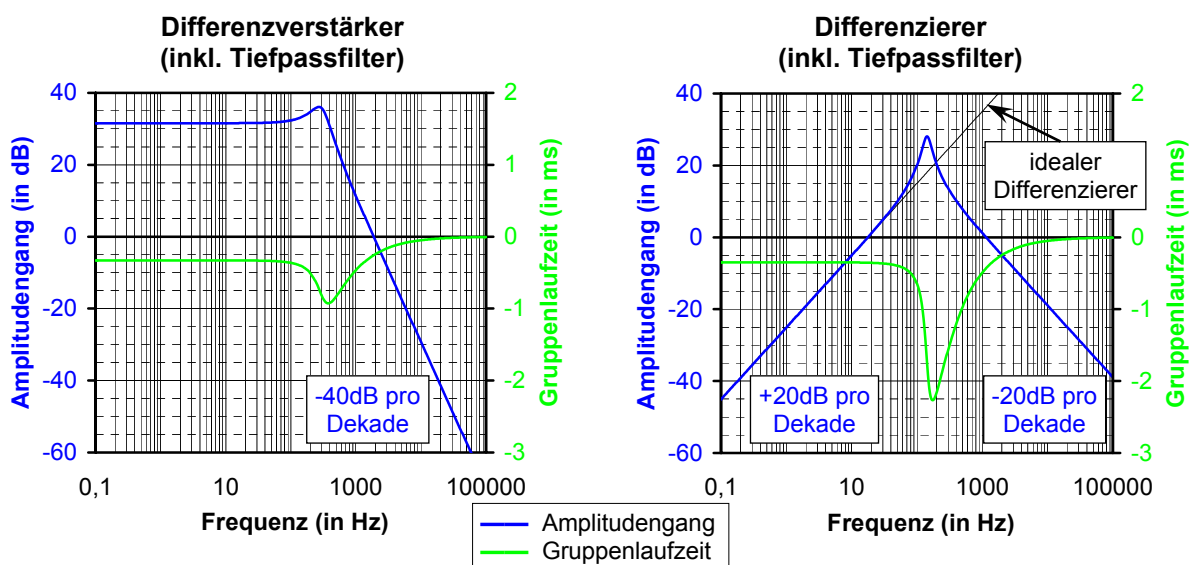


Abbildung 5.2 Amplitudengang und Gruppenlaufzeit von Differenzverstärker und Differenzierer

Wie Abbildung 5.1 zeigt, wird pro Brückenspannung über einen **Differenzierer mit integriertem Tiefpassfilter** ein Signal generiert, das proportional zur zeitlichen Änderung des Ausgangssignals des zugehörigen Differenzverstärkers ist. Der **Signaloffset von 2,5V** bleibt dabei unverändert. Der **Proportionalitätsfaktor v_D** zwischen Ein- und Ausgangssignal des Differenzierers beträgt etwa **9mV/Vs⁻¹** (gegenüber Brückenspannung: **340mV/Vs⁻¹**). Der Differenzierer ist als **Bandpassfilter zweiter Ordnung** ausgeführt, um hochfrequentes Signalrauschen zu unterdrücken, welches durch den AMR-Sensor, aber zum Teil auch durch Differenzverstärker und Differenzierer selbst hervorgerufen wird. Die im Idealfall mit 20dB

pro Dekade proportional zur Frequenz steigende Flanke des Amplitudengangs dieses Bandpassfilters entspricht dabei exakt dem gewünschten Verhalten eines Differenzierers. Diese Baugruppe ist wie der Differenzverstärker als sinnvoller Kompromiss zwischen Rauschunterdrückung, Gruppenlaufzeit, Amplitudengangfehler und Schaltungsaufwand als **Tschebyscheff-Bandpassfilter zweiter Ordnung** ausgeführt (siehe Anhang A.7). Die Wahl von Typ und Ordnung des Filters begründet sich analog zum Differenzverstärker. Die Dimensionierung des Filters beruht einerseits auf der zulässigen **Gruppenlaufzeit** von etwa **0,35ms**. Andererseits wird die über den Tiefpassfilter des Differenzverstärkers erreichte Reduktion von Aliasingeffekten durch den Bandpassfilter nicht beeinträchtigt, indem die Verstärkung des Bandpassfilters für Frequenzen ab etwa 1kHz den Wert bei 20Hz nicht überschreitet. So ergibt sich zwangsläufig ein Filterdesign mit einer **maximalen Verstärkung** von über **Faktor 25 bei einer Frequenz von etwa 140Hz**. Innerhalb des Nutzfrequenzbereichs von 0...20Hz übersteigt mit zunehmender Frequenz der Amplitudengang des Bandpassfilters den Idealverlauf eines Differenzierers um maximal 2%. Diese Überhöhung ist gemäß der Genauigkeitsforderung aus Abschnitt 2.1 problemlos vertretbar. Eine Überhöhung tritt bis ca. 200Hz auf und erreicht bei etwa 140Hz ihr Maximum von ca. 10dB. Der Amplitudengang und die Gruppenlaufzeit des als Bandpassfilter ausgeprägten Differenzierers sind im rechten Diagramm von Abbildung 5.2 in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt.

5.3 Digitale Signalverarbeitung im Mikrocontroller

Im digitalen Schaltungsteil der Sensorelektronik erfolgt im Wesentlichen die Berechnung der über die AMR-Sensoren erfassten Magnetfeldrichtung sowie deren zeitlichen Änderung aus den im analogen Schaltungsteil vorkonditionierten und anschließend digitalisierten Brückenspannungen dieser Sensoren. Am Ende der Berechnung werden beide Ergebnisse synchron über jeweils ein pulsweitenmoduliertes (PWM) Signal mit einer Frequenz von wahlweise bis zu 1kHz zum übergeordneten Steuergerät übertragen.

Die **Berechnung des Magnetfeldrichtungswinkels** β erfolgt gemäß Gleichung 3 (siehe Seite 30 in Abschnitt 3.3) auf der Basis der digitalisierten Brückenspannungen \tilde{U}_{SIN} und \tilde{U}_{COS} , welche zuvor im digitalen Schaltungsteil jeweils um den Gesamtoffset $\tilde{U}_{\text{SIN,Offset}}$ bzw. $\tilde{U}_{\text{COS,Offset}}$ korrigiert werden:

$$\beta = \frac{1}{2} \cdot a \tan 2 \left(\frac{\tilde{U}_{\text{SIN}}}{\tilde{U}_{\text{COS}}} \right) \quad \text{mit:} \quad \begin{aligned} \tilde{U}_{\text{SIN}} &:= v_v \cdot U_{\text{SIN}} - \tilde{U}_{\text{SIN,Offset}} \\ \tilde{U}_{\text{COS}} &:= v_v \cdot U_{\text{COS}} - \tilde{U}_{\text{COS,Offset}} \end{aligned} \quad (110)$$

Werden die beiden um die jeweilige Offsetspannung reduzierten Brückenspannungen in einem Diagramm übereinander aufgetragen, bilden diese analog zu Gleichung 4 (siehe Seite 31 in Abschnitt 3.3) bei Variation der Magnetfeldrichtung einen Kreis mit dem Radius $\tilde{U}_{\text{Radius}}$, dessen Mittelpunkt im Koordinatenursprung liegt:

$$\tilde{U}_{\text{Radius}} := \sqrt{\tilde{U}_{\text{SIN}}^2 + \tilde{U}_{\text{COS}}^2} = v_v \cdot U_{\text{Radius}} \quad (111)$$

Die Offsetspannungen $\tilde{U}_{\text{SIN,Offset}}$ bzw. $\tilde{U}_{\text{COS,Offset}}$ werden durch die vom Sensor abhängigen herstellungsbedingten Offsetspannungen $U_{\text{SIN,Offset}}$ bzw. $U_{\text{COS,Offset}}$ inklusive der Bauelemente-

toleranzen im analogen Schaltungsteil einschließlich des Analog-Digital-Wandlers hervorgehoben. Aus den gleichen Gründen ist es gegebenenfalls erforderlich, den Verstärkungsfaktor v_v für jede Brückenspannung getrennt zu wählen oder jeden Ausgang des Analog/Digital-Wandlers separat zu skalieren. Der andernfalls verursachte Fehler bei der Messung des Magnetfeldrichtungswinkels ist im Gegensatz zum Einfluss der Offsetspannungen jedoch vernachlässigbar, wenn die Fertigung aller Exemplare jeder Bauelementevariante der Sensorelektronik im jeweils selben Herstellungsprozess erfolgt. Der sich unter dieser Annahme allein aufgrund eines nicht kompensierten Gesamtoffsets $\tilde{U}_{\text{Offset}}$

$$\tilde{U}_{\text{Offset}} := \sqrt{\tilde{U}_{\text{SIN,Offset}}^2 + \tilde{U}_{\text{COS,Offset}}^2} \quad (112)$$

hervorgerufene Fehler ε bei der Erfassung des Magnetfeldrichtungswinkels β beträgt in Abhängigkeit vom gemessenen Magnetfeldrichtungswinkels $\tilde{\beta}$:

$$\begin{aligned} \text{Sinussatz: } \frac{\sin(2\varepsilon)}{\tilde{U}_{\text{Offset}}} &= \frac{\sin(-2(\tilde{\beta} - \tilde{\beta}_{\text{Offset}}))}{\tilde{U}_{\text{Radius}}} \quad \text{mit: } \tilde{\beta}_{\text{Offset}} := \frac{1}{2} \cdot \text{atan2}\left(\frac{\tilde{U}_{\text{SIN,Offset}}}{\tilde{U}_{\text{COS,Offset}}}\right) \\ \Rightarrow \varepsilon := \tilde{\beta} - \beta &= -\frac{1}{2} \cdot \arcsin\left[\frac{\tilde{U}_{\text{Offset}}}{\tilde{U}_{\text{Radius}}} \cdot \sin(2(\tilde{\beta} - \tilde{\beta}_{\text{Offset}}))\right] \\ &\approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\tilde{U}_{\text{Offset}}}{\tilde{U}_{\text{Radius}}} \cdot \sin(2(\tilde{\beta} - \tilde{\beta}_{\text{Offset}})) \Big|_{\tilde{U}_{\text{Offset}} \ll \tilde{U}_{\text{Radius}}} \\ \Rightarrow \max|\varepsilon| &= \frac{1}{2} \cdot \arcsin\left[\frac{\tilde{U}_{\text{Offset}}}{\tilde{U}_{\text{Radius}}}\right] \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{\tilde{U}_{\text{Offset}}}{\tilde{U}_{\text{Radius}}} \Big|_{\tilde{U}_{\text{Offset}} \ll \tilde{U}_{\text{Radius}}} \end{aligned} \quad (113)$$

Dieser Zusammenhang beruht auf den Gleichungen 110 bis 112 und ist in Abbildung 5.3 dargestellt, in der die von der Magnetfeldrichtung abhängigen unkorrigierten digitalisierten Brückenspannungen übereinander aufgetragen sind. Analog gelten die Beziehungen auch für die verbleibenden Offsets bei einer unvollständigen Kompensation von $\tilde{U}_{\text{SIN,Offset}}$ und $\tilde{U}_{\text{COS,Offset}}$.

Erfolgt die Erfassung des Magnetfeldrichtungswinkels unter Ausnutzung des gesamten Messbereichs von 180° , so ist der relative Fehler bei der Messung des Magnetfeldrichtungswinkels aufgrund eines unkompensierten Gesamtoffsets $\tilde{U}_{\text{Offset}}$ um den Faktor π kleiner, als dieser Gesamtoffset im Verhältnis zum maximal erforderlichen Wertebereich der digitalisierten Brückenspannungen, welcher $2 \cdot \tilde{U}_{\text{Radius}}$ beträgt (vergleiche Gleichung 113). In der Praxis reduziert sich dieser Faktor prozentual entsprechend der tatsächlichen Nutzung des Messbereichs. Dieser beträgt bei einer maximalen Lagertorsion von $\phi_s - \phi_{s0} = \pm 15^\circ$ und einer Polpaarzahl von $p=4$ (siehe Abschnitt 4.3.5) beispielsweise nur 120° , also nur $\frac{2}{3}$ des möglichen Messbereichs. Besteht gleichzeitig für die Leuchtweitenregulierung gemäß Abschnitt 2.1 die Forderung einer Messgenauigkeit von 1%, so wird diese Toleranz bereits durch ein Defizit bei der Kompensation des Gesamtoffsets $\tilde{U}_{\text{Offset}}$ des in Abbildung 5.3 dargestellten Kreises von etwa 4,2% des Radius $\tilde{U}_{\text{Radius}}$ erreicht. Das ist beispielsweise bei einer Nutzung des AMR-Sensors, dessen Eigenschaften Abbildung 3.11 (siehe Abschnitt 3.3 auf Seite 32) zeigt, trotz bestmöglicher fixer Kompensation der Offsetspannungen innerhalb des dargestellten Temperaturbereichs von $0 \dots 80^\circ\text{C}$ bei der Nennfeldstärke von 30kA/m bereits

der Fall. Um innerhalb des gesamten geforderten Arbeitstemperaturbereichs von $-40...+85^{\circ}\text{C}$ (siehe Abschnitt 2.1) trotz Fertigungstoleranzen die zulässige Gesamt toleranz signifikant zu unterschreiten, ist zwangsläufig eine erhebliche Reduktion der Temperaturabhängigkeit der Offsetspannungen oder eine temperaturabhängige Kompensation der digitalisierten Offsetspannungen erforderlich!

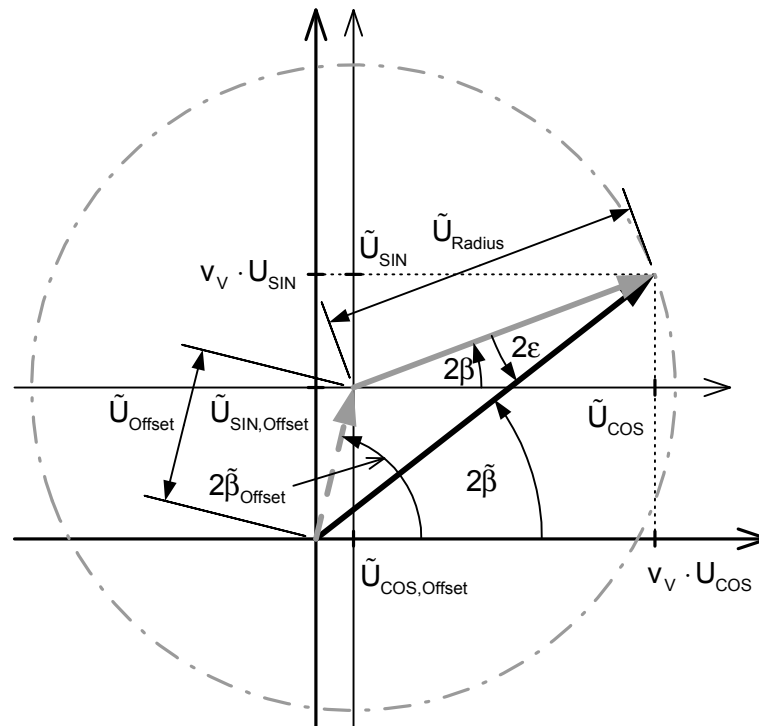


Abbildung 5.3 Fehler bei der Messung des Magnetfeldrichtungswinkels β durch Offsets $\tilde{U}_{\text{SIN,Offset}}$ und $\tilde{U}_{\text{COS,Offset}}$

Neben einer unzureichenden Kompensation der Offsetspannungen können auch defekte Bauelemente oder elektrische Verbindungen erhebliche Messfehler verursachen. Zur Erkennung unzulässig hoher Messfehler kann der Abstand $\tilde{U}_{\text{Radius}}$ jedes Messpunktes (\tilde{U}_{SIN} , \tilde{U}_{COS}) vom Koordinatenursprung, also die Länge dieses Vektors, überwacht werden [52], [36]. Diese ist nach einer vollständigen Kompensation des Gesamtoffsets $\tilde{U}_{\text{Offset}}$ der digitalisierten Brückenspannungen bei konstanter Betriebsspannung und konstanter Stärke des Magnetfeldes gemäß Abbildung 3.11 ausschließlich von der Temperatur abhängig. Messfehler weisen häufig eine signifikante Abhängigkeit von der zu erfassenden Magnetfeldrichtung auf. In diesem Fall lassen sie sich bei dynamischen Änderungen der vertikalen Radposition, welche wesentlich schneller als Sensortemperaturschwankungen ablaufen, durch eine Kontrolle von $\tilde{U}_{\text{Radius}}$ leicht diagnostizieren (siehe Abbildung 5.4). Alternativ kann auch eine Überwachung von $\tilde{U}_{\text{Radius}}^2$ erfolgen, wodurch auf die Berechnung der Quadratwurzel gemäß Gleichung 111 ohne nennenswerte Nachteile verzichtet werden kann.

und \tilde{U}_{\cos} unter Zulassung eines geeigneten Toleranzbereichs durchgeführt werden (siehe Abbildung 5.4). Parallel dazu sollte eine Diagnose von β über den zeitlichen Verlauf von β erfolgen, um beispielsweise auch einen fehlerhaften Verstärkungsfaktor v_D feststellen zu können (vergleiche Abbildung 5.4).

Eine effiziente **Berechnung der** im Anhang A.2 definierten **atan2-Funktion** aus Gleichung 110 mit einem kostengünstigen Mikrocontroller oder ASIC kann prinzipiell unter der Nutzung von **Lookup-Tables** oder des **CORDIC-Algorithmus** stattfinden [55], [59]. Beide Methoden sind im Folgenden ausführlich beschrieben und bewertet. Es wird gezeigt, dass die Effizienz beider Methoden von einer Vielzahl unterschiedlicher Parameter abhängig ist, so dass pauschal keiner von beiden ein Vorrang eingeräumt werden kann. Diese Entscheidung wird einerseits von der erforderlichen Genauigkeit und Rechengeschwindigkeit beeinflusst. Andererseits ist sie abhängig von den verfügbaren Hardware-Ressourcen, wie der Größe des ROM oder die Verfügbarkeit und Ausführungszeit benötigter Rechenoperationen, wie Addition, Subtraktion, Stellenverschiebung, Invertierung, Multiplikation oder Division.

5.3.1 Lookup-Table

Die Ermittlung des Magnetfeldrichtungswinkels β gemäß Gleichung 110 kann auf der Basis des Ergebnisses der Berechnung des Quotienten der Beträge der digitalisierten und kompensierten Brückenspannungen \tilde{U}_{\sin} und \tilde{U}_{\cos} unter Verwendung einer Lookup-Table erfolgen. Die Größe dieser Tabelle lässt sich aufgrund der Symmetrie und Periodizität der zu berechnenden atan2-Funktion auf positive Argumente zwischen null und eins und damit einen Wertebereich von $0^\circ \leq \beta \leq 22,5^\circ$ reduzieren (siehe Abbildung 5.5). Werden beide Brückenspannungen übereinander aufgetragen, so entspricht dieses Gebiet einem halben Quadranten (Oktant). Die Zuordnung des jeweiligen Quadranten erfolgt über die Vorzeichen der Brückenspannungen. Über den Vergleich der Größe der Beträge von \tilde{U}_{\sin} und \tilde{U}_{\cos} ergibt sich einerseits der zugehörige Oktant innerhalb des Quadranten und andererseits die Zuordnung dieser Beträge auf Zähler und Nenner des Quotienten, damit dieser entsprechend des in der Lookup-Table hinterlegten Wertebereichs zwischen null und eins liegt. In Abhängigkeit vom jeweiligen Oktant ergibt sich für die Berechnung der Magnetfeldrichtung der erforderliche Offset sowie das Vorzeichen für den über die Lookup-Table ermittelten Wert (siehe Abbildung 5.5).

Durch die Verwendung einer Lookup-Table zur Ermittlung des Ergebnisses einer komplexen mathematischen Funktion wird eine geringe Rechenzeit gewährleistet. Diese verlängert sich bei den Gleichungen 110, 111 und 114 durch die im Gegensatz zum CORDIC-Algorithmus weiterhin notwendigen Division und Multiplikation(en) nur vergleichsweise moderat. Modifikationen des in der Tabelle hinterlegten mathematischen Zusammenhangs sind einfach und bei Bedarf für jedes Bauteil individuell programmierbar (z.B. durch Bandendekalibrierung). Der erforderliche Speicherbedarf hängt allerdings exponentiell von der Zahl der Argumente und der geforderten Genauigkeit ab und ist im Gegensatz zu dem eines Rechenalgorithmus vergleichsweise sehr hoch. Wird die Arcustangensfunktion wie beschrieben für einen Wertebereich von null bis eins beispielsweise in einer aus 255 jeweils ein Byte großen Werten

bestehenden Lookup-Table hinterlegt, kann bei maximaler Ausnutzung des Messbereichs eine Auflösung von mindestens 10 Bit garantiert werden. Um die in Abschnitt 2.1 geforderte Signalaufösung von 1‰ weitgehend unabhängig von Rechenungenauigkeiten und unvollständiger Messbereichsnutzung zu erreichen, ist jedoch eine Auflösung von mindestens 12 Bit zweckmäßig. In diesem Fall besteht die Lookup-Table bereits aus 1024 jeweils zwei Byte (aufgerundet) großen Werten und besitzt somit bereits die achtfache Größe von nunmehr 2048 Byte. Die Größe der Tabelle kann jedoch zu Lasten der Rechenzeit durch Approximationsverfahren reduziert werden.

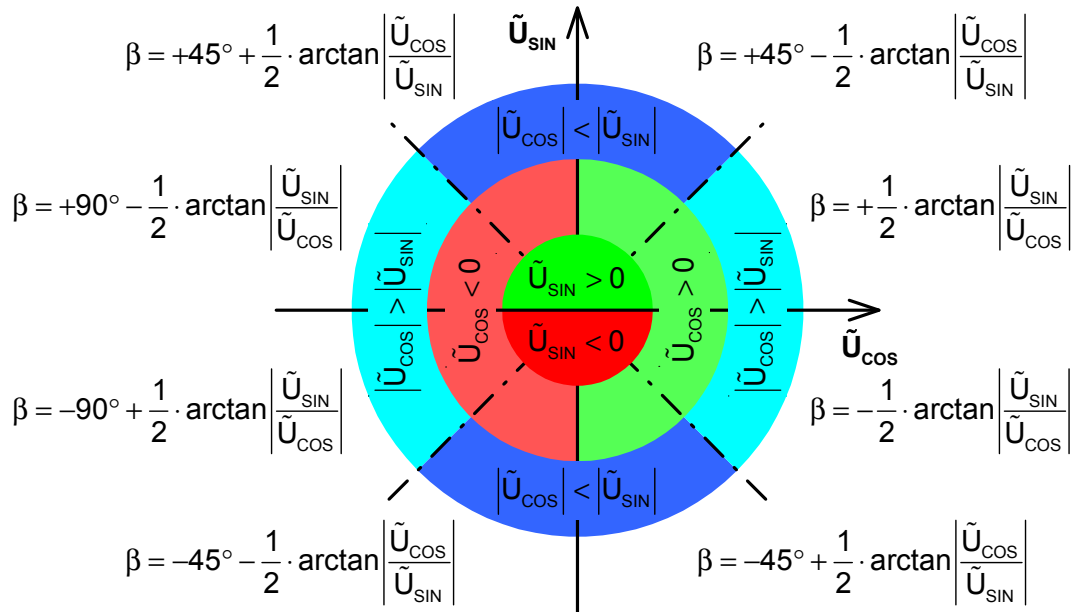


Abbildung 5.5 Berechnung der Magnetfeldrichtung über reduzierte Lookup-Table

5.3.2 CORDIC-Algorithmus

Der CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) Algorithmus wurde zwischen 1956 und 1959 von J. E. Volder [45] ursprünglich zur Koordinatentransformation zwischen polaren und kartesischen Koordinaten entwickelt. In dieser Form dient er gleichzeitig zur Berechnung trigonometrischer Funktionen und wurde 1971 von J. S. Walther [46] um die linearen und hyperbolischen Funktionen ergänzt [47]. Die Auswahl der gewünschten Funktion wird über die Konfiguration und Initialisierung des Algorithmus gesteuert. Die Berechnung des Ergebnisses erfolgt iterativ, wobei es mit jeder Iteration etwa ein Bit an Genauigkeit gewinnt, weshalb der CORDIC-Algorithmus zur Gruppe der iterativen Digit-by-Digit Verfahren zählt. Für trigonometrische Funktionen basiert er auf einer Rotation eines zweidimensionalen Vektors (x,y) in einem kartesischen Koordinatensystem um einen Winkel ϕ , was als Givens-Rotation bezeichnet wird [48], [49]. Den Zusammenhang dieser drei Komponenten beschreibt die in Gleichung 110 zu berechnende atan2-Funktion, wobei $x = \tilde{U}_{\text{SIN}}$, $y = \tilde{U}_{\text{COS}}$ und $\phi = 2\beta$ entsprechen. Das Ergebnis des Algorithmus umfasst neben dem Winkel ϕ auch die Länge des Vektors, wie sie in den Gleichungen 111 und 114 über die Wurzelfunktion zu berechnen ist. Um den vom Vektor (x,y) und der x-Achse eingeschlossenen Winkel ϕ zu

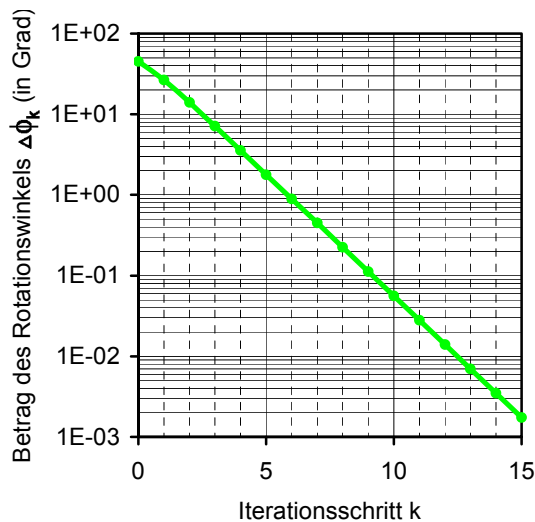
ermitteln, erfolgt beim CORDIC-Algorithmus iterativ eine Rotation dieses Vektors um einen vom Iterationsschritt k abhängigen Winkel $\Delta\phi_k$. Für jede dieser Rotationen gilt:

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= x_k \cdot \cos(\Delta\phi_k) - y_k \cdot \sin(\Delta\phi_k) = \cos(\Delta\phi_k) \cdot [x_k - y_k \cdot \tan(\Delta\phi_k)] \\y_{k+1} &= y_k \cdot \cos(\Delta\phi_k) + x_k \cdot \sin(\Delta\phi_k) = \cos(\Delta\phi_k) \cdot [y_k + x_k \cdot \tan(\Delta\phi_k)] \\ \phi_{k+1} &= \phi_k + \Delta\phi_k\end{aligned}\quad (115)$$

Der sich mit jedem Iterationsschritt reduzierende Betrag des Rotationswinkels $\Delta\phi_k$ sei per Definition nur von k abhängig und wird für jeden Iterationsschritt in einer Lookup-Table hinterlegt (siehe Abbildung 5.6):

$$\Delta\phi_k := -\text{sign}(y_k) \cdot \arctan(2^{-k}) \Leftrightarrow \tan(\Delta\phi_k) = -\text{sign}(y_k) \cdot 2^{-k} \quad \text{für } k \in \mathbb{N} \quad (116)$$

Die Rotationsrichtung bestimmt sich allein über das Vorzeichen von y_k in der Art, dass sich mit jedem Iterationsschritt die maximal mögliche Abweichung zwischen den Richtungen des Vektors und der x-Achse nahezu halbiert. Das wird durch eine Wahl der Drehrichtung erreicht, bei der zumindest zu Beginn der Drehung der Betrag des Winkels zwischen dem Vektor und der x-Achse reduziert wird (siehe Gleichung 116 und Abbildung 5.7).



Iterationsschritt k	Betrag des Rotationswinkels $\Delta\phi_k$	
	in rad	in Grad
0	0,785398	45,000000
1	0,463648	26,565051
2	0,244979	14,036243
3	0,124355	7,125016
4	0,062419	3,576334
5	0,031240	1,789911
6	0,015624	0,895174
7	0,007812	0,447614
8	0,003906	0,223811
9	0,001953	0,111906
10	0,000977	0,055953
11	0,000488	0,027976
12	0,000244	0,013988
13	0,000122	0,006994
14	0,000061	0,003497
15	0,000031	0,001749
16	0,000015	0,000874

Abbildung 5.6 Betrag des Rotationswinkels $\Delta\phi_k$

Unter diesen Bedingungen vereinfacht sich Gleichung 115 deutlich:

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= K_k \cdot [x_k + y_k \cdot \text{sign}(y_k) \cdot 2^{-k}] \\y_{k+1} &= K_k \cdot [y_k - x_k \cdot \text{sign}(y_k) \cdot 2^{-k}] \\ \phi_{k+1} &= \phi_k - \text{sign}(y_k) \cdot \arctan(2^{-k})\end{aligned} \quad \text{mit } K_k := \cos(\Delta\phi_k) = \cos(\arctan(\pm 2^{-k})) = \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2k}}} \quad (117)$$

Auf diese Art reduziert sich die Multiplikation mit dem Tangens von $\Delta\phi_k$ auf eine einfache binäre Stellenverschiebungsoperation gegebenenfalls zuzüglich eines Vorzeichenwechsels. Diese beiden Operationen sind selbst mit einem einfachsten Mikrocontroller problemlos und

effektiv umsetzbar. Der Faktor K_k beeinflusst ausschließlich die Länge, nicht aber die Lage des Vektors und kann daher bei der Berechnung des Winkels ϕ vernachlässigt werden. Ist die Vektorlänge jedoch von Interesse, muss diese bei Vernachlässigung von K_k während der Iteration nach Iterationsende um den Faktor \tilde{K}_N korrigiert werden:

$$\tilde{K}_N := \prod_{k=0}^N K_k = \prod_{k=0}^N \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2k}}} \Rightarrow \tilde{K}_\infty \approx 0,607252935 \quad (118)$$

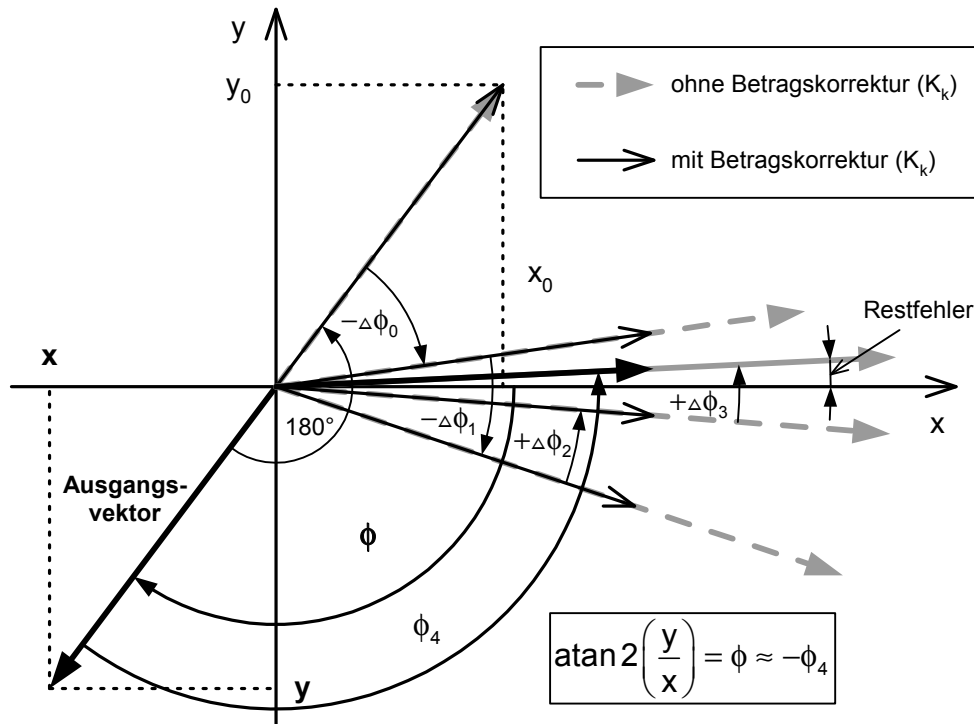


Abbildung 5.7 Iterative Rotation des Vektors beim CORDIC-Algorithmus

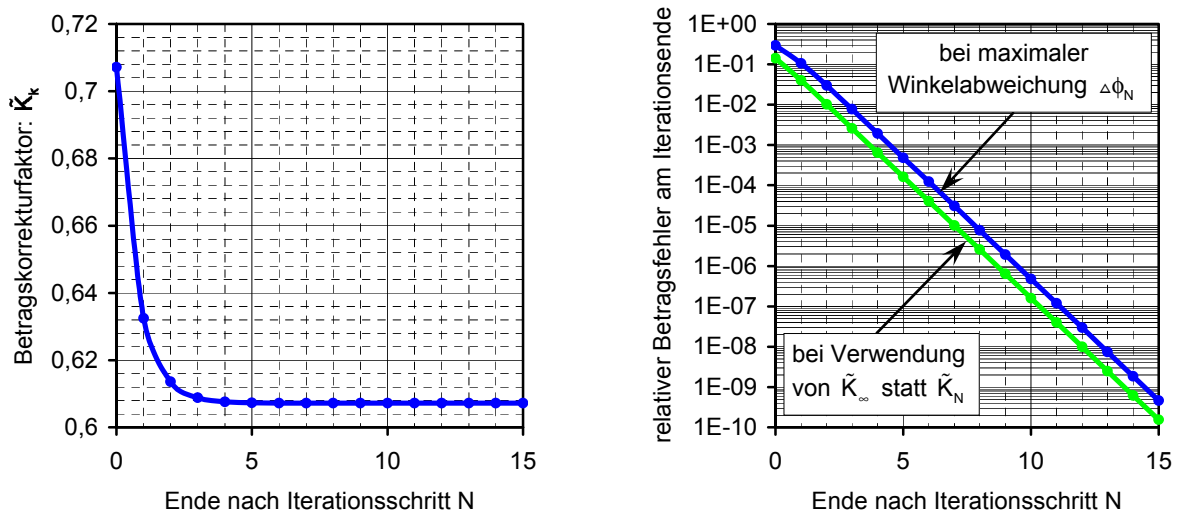


Abbildung 5.8 Korrektur und Restfehler der Vektorlängenberechnung

Die von N abhängige Größe des Korrekturfaktors \tilde{K}_N ist im linken Diagramm von Abbildung 5.8 dargestellt.

In der bisher erläuterten Form ist der CORDIC-Algorithmus nur auf Vektoren anwendbar, die im 1. oder 4. Quadranten des kartesischen Koordinatensystems liegen. Eine Erweiterung auf die verbleibenden Quadranten wird über eine Drehung des Vektors um $\phi_0 = \pm 180^\circ$ vor Beginn der Iteration realisiert, wenn der Vektor anfangs im 2. oder 3. Quadranten liegt, also die x -Komponente negativ ist. Das wird gemäß Gleichung 115 durch eine Negation der Komponenten des Ausgangsvektors ($x_0 = -x$ und $y_0 = -y$) erreicht (siehe Abbildung 5.7). Wird das Vorzeichen von ϕ_0 entgegengesetzt zu dem der y -Komponente gewählt, liegt der Ergebniswinkel des CORDIC-Algorithmus zwischen -180° und $+180^\circ$.

Mit steigender Zahl der Iterationsschritte konvergieren die Transformationsparameter x_k , y_k und ϕ_k gegen x_∞ , y_∞ und ϕ_∞ , welche, bei einer Anwendung der Transformation auf den Ausgangsvektor, einen demgegenüber um den Faktor \tilde{K}_∞^{-1} gestreckten in die Richtung der x -Achse zeigenden Vektor beschreiben:

$$\begin{aligned} x_\infty &= \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{\tilde{K}_\infty} \quad \Rightarrow \quad \sqrt{x^2 + y^2} = x_\infty \cdot \tilde{K}_\infty = x_\infty \cdot \prod_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{1 + 2^{-2k}}} \approx x_\infty \cdot 0,607252935 \\ y_\infty &= 0 \\ \phi_\infty &= -\operatorname{atan2}\left(\frac{y}{x}\right) \quad \Rightarrow \quad \operatorname{atan2}\left(\frac{y}{x}\right) = -\phi_\infty \end{aligned} \quad (119)$$

Wie Gleichung 119 zeigt, lässt sich aus diesem Ergebnis direkt und exakt auf den Betrag und die Richtung des Ausgangsvektors schließen.

Bei einer endlichen Anzahl N an Iterationsschritten lassen sich der Winkel und der Betrag des Ausgangsvektors analog zu Gleichung 119 bestimmen. Der so ermittelte Winkel $\phi \approx -\phi_{N+1}$ weist maximal einen Fehler in der Höhe des Betrags des Rotationswinkels $\Delta\phi_N$ des letzten Iterationsschritts N auf (siehe Abbildung 5.6). Der berechnete Betrag des Vektors $\sqrt{x^2 + y^2} \approx x_{N+1} \cdot \tilde{K}_N$ kann aufgrund dieses Fehlers maximal um den Faktor $\cos(\Delta\phi_N)$ zu klein sein. Wird außerdem der Betrag des Ergebnisvektors nicht um den Faktor \tilde{K}_N , sondern um den von N unabhängigen Faktor \tilde{K}_∞ korrigiert, vermindert sich der errechnete Vektorbetrag zusätzlich. Im rechten Diagramm von Abbildung 5.8 ist der relative Fehler des Betrags des Ergebnisvektors getrennt für beide Fehlerursachen dargestellt.

Der Abbruch der Iteration erfolgt in der Regel nach einer festen Zahl an Iterationsschritten, die über die zulässigen Toleranzen der Winkel- und Betragsbestimmung anhand von Abbildung 5.6 und Abbildung 5.8 zu definierenden ist. Alternativ kann die Iteration ohne Genauigkeitsverlust auch abgebrochen und damit gegebenenfalls vorzeitig beendet werden, wenn der Betrag von y_k eine definierte Größe unterschreitet.

Die in Gleichung 116 definierte Berechnungsvorschrift für Größe und Richtung der einzelnen Rotationen des Vektors wurde beim CORDIC-Algorithmus so gewählt, dass sich der Betrag der einzelnen Rotationen mit jedem Iterationsschritt nahezu halbiert. Einerseits konvergiert deshalb grundsätzlich die Summe aller Rotationsschritte:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \left| \frac{\Delta\phi_{k+1}}{\Delta\phi_k} \right| = \lim_{k \rightarrow \infty} \left[\frac{\arctan(2^{-(k+1)})}{\arctan(2^{-k})} \right] = \lim_{k \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{1+2^{-2k}}{1+2^{-2(k+1)}} \right] = \frac{1}{2} < 1 \rightarrow \text{Konvergenz} \quad (120)$$

Andererseits kann jede beliebige Gesamtrotaion dargestellt werden, da die Größe des Betrags der Rotation eines beliebigen Iterationsschritts stets geringer ist, als die Summe der Beträge alle nachfolgenden Rotationsschritte:

$$\left| \frac{\Delta\phi_{k+1}}{\Delta\phi_k} \right| = \frac{\arctan(2^{-(k+1)})}{\arctan(2^{-k})} > \frac{1}{2} \quad \text{für } k \in \mathbb{N} \Rightarrow |\Delta\phi_k| < \sum_{j=k+1}^{\infty} |\Delta\phi_j| \quad (121)$$

Aufgrund dieser beiden Eigenschaften lassen sich Richtung und Länge jedes beliebigen Vektors unter Verwendung der Berechnungsvorschrift aus Gleichung 116 exakt bestimmen.

Im Vergleich zur Berechnung der Gleichungen 110, 111 und 114 über eine Lookup-Table benötigt der CORDIC-Algorithmus weitaus geringere Speicherressourcen von wenigen Byte, jedoch erheblich mehr Rechenzeit. Die erforderlichen Ressourcen erhöhen sich bei steigenden Anforderungen hinsichtlich der Genauigkeit allerdings nur unwesentlich. Neben der Nutzung des CORDIC-Algorithmus in Mikrokontrollern ist auch dessen Integration in FPGAs (Field Programmable Gate Array) [48] oder ASICs (Application Specific Integrated Circuit) [36], [50], [51] möglich, wodurch sich die Rechenzeit in beträchtlichem Umfang und bei großen Stückzahlen auch die Kosten reduzieren.

6 Eigenschaften eines Sensorlagerprototyps

Eine Reihe experimenteller Untersuchungen dienten zur Validierung des in Abschnitt 3.4 vorgestellten Sensorkonzepts der Integration von AMR-Sensoren und eines Permanentmagnetrings in ein Gummi-Metall-Lager eines Fahrwerklenkers zur Messung des Fahrzeugniveaus. Dazu wurde die Kombination des im Abschnitt 3.3 untersuchten AMR-Sensors vom Typ LK40C der Firma *SENSiTEC* und eines aus zwei Halbschalen bestehenden Polrings mit dem im Abschnitt 4.3 ermittelten und im Abschnitt 4.3.6 diskutierten Magnetfeld sowie der im Kapitel 5 vorgestellten Sensorelektronik verwendet.

Die Eigenschaften der Magnet-Sensor-Kombination wurden einerseits an einem labortechnischen Messaufbau ermittelt, der in Abbildung A.4 im Anhang A.1 auf Seite 128 dargestellt und in [58] ausführlich dokumentiert ist. Diese Messanordnung erlaubt eine weitestgehend beliebige simultane statische translatorische und rotatorische Positionierung eines AMR-Sensors im Magnetfeld des Permanentmagnetrings, wie sie in der Praxis aufgrund von Lagerverformungen entstehen kann. Über einen Vergleich der Ausgangssignale des AMR-Sensors mit der tatsächlichen Sensorposition kann die Größe der Messabweichung in Abhängigkeit von der Lage des AMR-Sensors im Magnetfeld ermittelt werden.

Andererseits wurden in einem von der *Volkswagen AG* zur Verfügung gestellten Versuchsfahrzeug zwei der in Abbildung 3.13 und Abbildung 3.14 (siehe Seiten 35 und 38 im Abschnitt 3.4) dargestellten Sensorlager aufbauseitig in einen Querlenker einer Vierlenker-Hinterachse (siehe Abbildung 3.2b und c in Abschnitt 3.1.2 auf Seite 15) integriert. Im Vordergrund der Untersuchungen mit diesem Fahrzeug stand die Reaktion der Sensoren auf mechanische Beanspruchungen im realen Fahrbetrieb. Dazu wurden zum einen auf einem speziellen Testgelände verschiedene Fahrmanöver auf unterschiedlichster Fahrbahnoberfläche durchgeführt. Zum anderen wurde auf einem Achskinematikprüfstand das Sensorverhalten unter der gezielten Einwirkung quasistatischer horizontaler und vertikaler Radkräfte in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition ermittelt.

In diesem Kapitel werden die wesentlichen Ergebnisse der in Labor und Fahrzeug durchgeführten experimentellen Untersuchungen vorgestellt und unter Berücksichtigung der magnetfeldseitigen Erwartungen aus den Abschnitten 4.3.5 und 4.3.6, welche auf den Aussagen zur Lagerverformung des Abschnitts 3.1.2 beruhen, diskutiert. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Analyse der erreichten Messgenauigkeit. So werden einerseits die Ursachen für den gemessenen Linearitätsfehler erarbeitet. Andererseits wird ausführlich der Einfluss der verschiedenen, an der untersuchten Vierlenkerachse beobachteten Lagerverformungen, welche durch die Wirkung horizontaler Radkräfte hervorgerufen werden, in Abhängigkeit von Größe und Kombination dieser Verformungen auf die Größe des Messfehlers beschrieben. Ergänzend werden Aspekte hinsichtlich der Signalauflösung, des Signalverlaufs und der Selbstdiagnose diskutiert.

6.1 Signalverlauf, Messbereich und Diagnose

Abbildung 6.1 zeigt den **Verlauf der Brückenspannungen** beider AMR-Sensoren des Sensorlagers für einen nahezu vollständigen Aus- und Einfedervorgang des linken Hinterrades des Versuchsfahrzeugs. Diese Daten resultieren aus einer quasistatischen Messung auf einem Achskinematikprüfstand unter dem Ausschluss horizontaler Radkräfte (Seiten-, Antriebs- und Bremskräfte).

Der vertikale Radweg ist nahezu proportional zur Torsion des entspannten Sensorlagers um dessen Rotationsachse. Aufgrund der Achsgeometrie des Versuchsfahrzeugs entspricht eine Torsion von 1° einer Änderung der vertikalen Position des Rades um 6,03mm. Selbst bei einer sehr starken vertikalen Auslenkung des Rades von fast 170mm, wie sie bei der in Abbildung 6.1 dargestellten Messung auftritt, liegt die Lagertorsion nur in einem Bereich von ca. $28,2^\circ$. Mit dem hier verwendeten Polring mit einer Polpaarzahl von $p=4$ wird der theoretisch maximal mögliche **Messbereich** der Lagertorsion von 45° (Vollkreis) nur zu etwa 63% ausgenutzt (siehe Abschnitt 4.3.5). Wie das rechte Diagramm von Abbildung 6.1 zeigt, sinkt dieser Wert in der Realität auf ca. 57% (des Vollkreises) aufgrund der ungleichmäßigen Polteilung des prototypisch verwendeten Permanentmagnetings, die innerhalb des hier verwendeten Messbereichs im Mittel nur etwa $p=3,66$ beträgt, gemäß Abbildung 4.14 (Seite 85) aus Abschnitt 4.3.6 ab. Dementsprechend stark verschlechtern sich gleichermaßen einige Parameter wie die Signalauflösung oder das Signal-Rausch-Verhältnis.

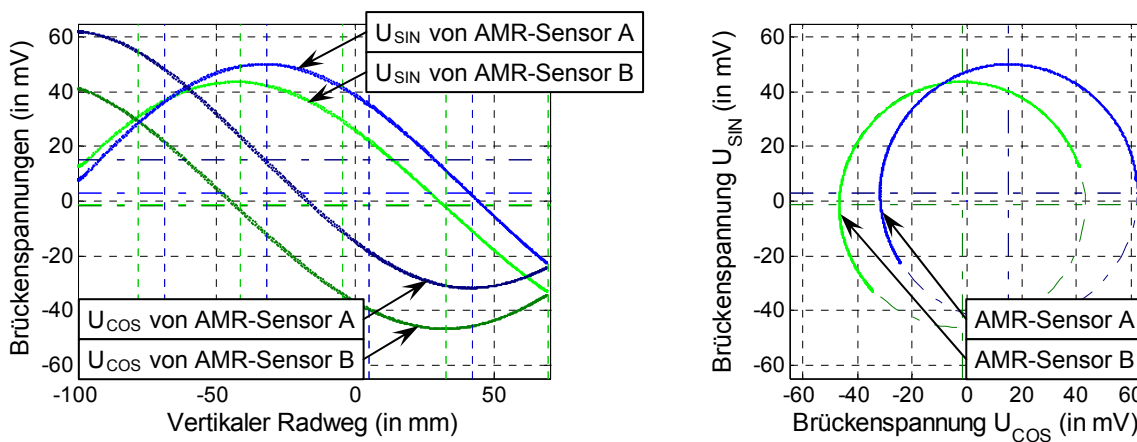


Abbildung 6.1 Brückenspannungen der AMR-Sensoren des Sensorlagers

Der im linken Diagramm von Abbildung 6.1 dargestellte Verlauf der Brückenspannungen als Funktion des vertikalen Radwegs weist im Gegensatz zum rechten Diagramm eine kaum wahrnehmbare Hysterese von bis zu $\pm 0,4\text{mV}$ bzw. $\pm 0,6\text{mm}$ auf. Daher ist diese Hysterese nicht auf die AMR-Sensoren, sondern auf die Elastizitäten der Achse und des Prüfstandes in Verbindung mit den Hystereseeigenschaften der Gummilager der Achse zurückzuführen und ist somit nicht kompensierbar.

Ein aufgrund eines Defekts **fehlerhafter Pegel** eines oder beider Brückenspannungen eines AMR-Sensors lässt sich in der Regel über den Radius des jeweiligen im rechten Diagramm von Abbildung 6.1 aufgetragenen Kreises **diagnostizieren**. Wie bereits im Abschnitt 5.3 diskutiert wurde, darf sich der Radius des Kreises für ein gültiges Ausgangssignal des Sensorlagers gemäß Abbildung 5.4 (Seite 94) nur innerhalb eines definierten Toleranzbe-

reichs bewegen. Wird über eine zu große Abweichung zwischen dem permanent ermittelten Istradius und dem Sollradius ein Fehler diagnostiziert, so wird am Ausgang des Sensorlagers ein Signalpegel innerhalb eines definierten Diagnosebereichs angelegt. Bei dem in Abbildung 6.2 dargestellten zeitlichen Verlauf des pulswertenmodulierten Ausgangssignals entspricht dieser Pegel einer Pulsweite von 97%. Die Breite des Toleranzbereiches entscheidet, ab welcher Größe Fehler detektiert werden können. Eine Minimierung des Toleranzbandes wird beispielsweise durch die vom Sensortyp hervorgerufene Temperaturabhängigkeit des Radius begrenzt.

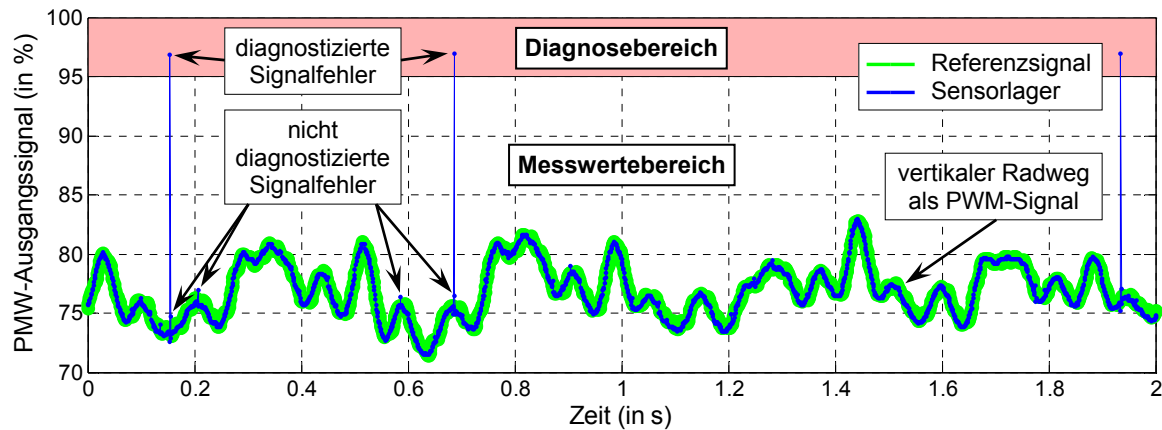


Abbildung 6.2 Diagnoseinformation im PWM-Ausgangssignal des Sensorlagers

6.2 Linearitätsfehler

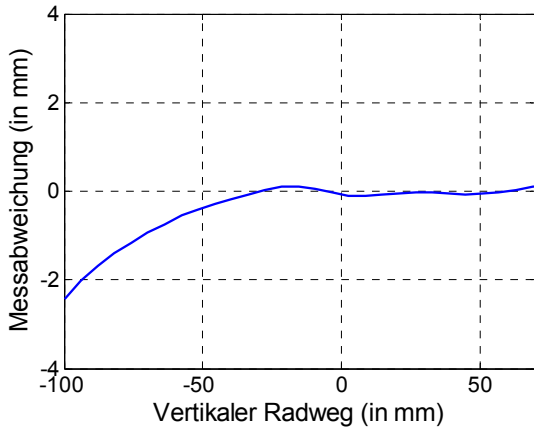
Einen wesentlichen Anteil des Fehlers bei der Messung der vertikalen Radposition über die AMR-Sensoren bildet der Linearitätsfehler. Dieser Fehler beschreibt die Abweichung vom idealerweise linearen Zusammenhang zwischen der mit dem Sensorlager gemessenen und der tatsächlichen vertikalen Radposition. Die Größe dieses Fehlers ist von der vertikalen Radposition abhängig. Der Linearitätsfehler ist in Abbildung 6.3 unterteilt nach dessen Ursachen sowie in Summe dargestellt.

Der Linearitätsfehler wird hauptsächlich durch **Ungleichmäßigkeiten im Verlauf des Magnetfeldes** hervorgerufen (vergleiche Abbildung 4.14 aus Abschnitt 4.3.6 auf Seite 85). Dieser Fehleranteil ist im *oberen linken Diagramm (a)* von Abbildung 6.3 dargestellt. Es zeigt eine erhebliche Zunahme des Betrags dieses Linearitätsfehleranteils für vertikale Radwege unter -40mm , da in diesem Bereich die lokale Polteilung mit $p \approx 3,8$ merklich über dem mittleren Wert von $p = 3,66$ liegt, auf den der Sensor gemäß Abschnitt 6.1 kalibriert ist. Im Bereich der unteren Begrenzung des Federwegs wird allein durch die Toleranzen des Magnetfeldes des Polrings eine Messabweichung von ca. $2,4\text{mm}$ hervorgerufen. Für vertikale Radwege über -40mm ist der Fehleranteil mit (meist erheblich) weniger als $\pm 0,2\text{mm}$ dagegen vernachlässigbar.

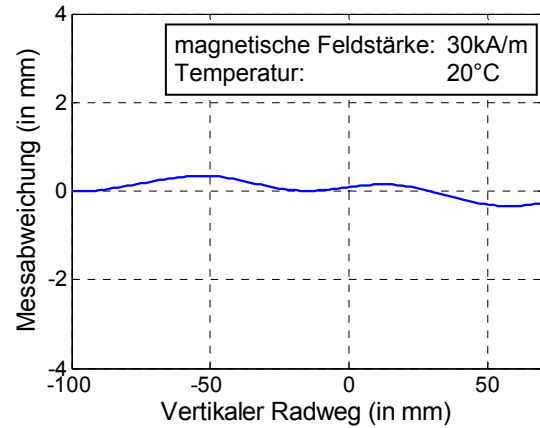
Der im *oberen rechten Diagramm (b)* aufgetragene Einfluss des **Linearitätsfehlers des AMR-Sensors LK40C** ist vergleichsweise wesentlich geringer. Unter Vernachlässigung

(Kompensation) des Trends liegt dieser, bezogen auf den vertikalen Radweg, ebenfalls unter $\pm 0,2\text{mm}$.

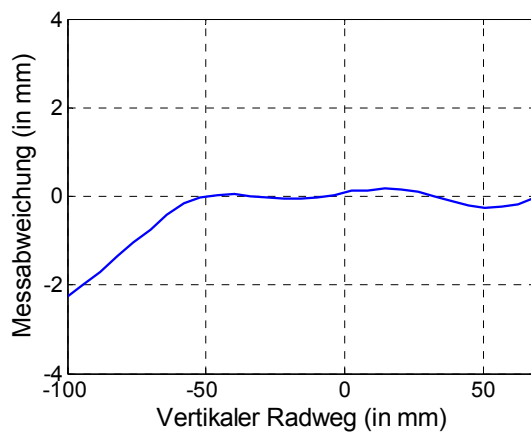
a) Laborvermessung des Permanentmagnetrings:



b) Laborvermessung des AMR-Sensors:

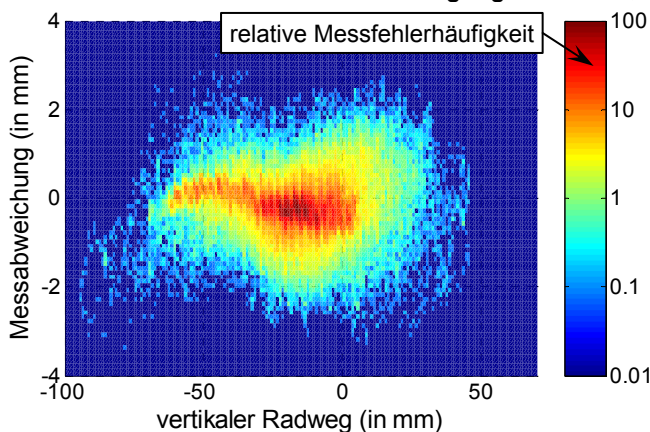


c) Laborvermessung des AMR-Sensors im Permanentmagnetring:



Beispiele für:
AMR-Sensor A
des Sensorlagers
vom linken Hinterad

d) dynamische Vermessung des Sensorlagers im Versuchsfahrzeug auf Messfahrt bei extrem starker Fahrwerksanregung:



e) quasistatische Vermessung des Sensorlagers im Versuchsfahrzeug auf Achskinematikprüfstand:

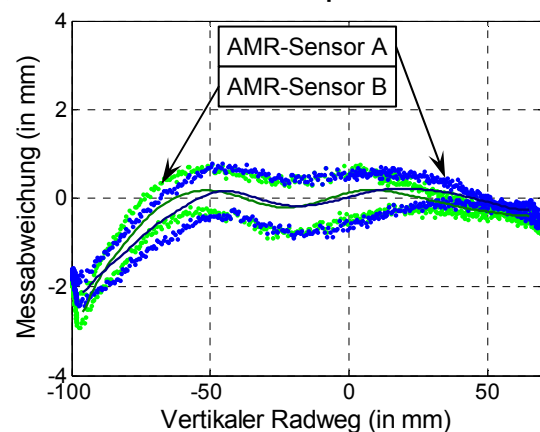


Abbildung 6.3 Zusammensetzung des Linearitätsfehlers des Sensorlagerprototyps

Das *mittlere Diagramm (c)* von Abbildung 6.3 zeigt die vom vertikalen Radweg abhängige Messabweichung, wenn sich der AMR-Sensor entsprechend einer rein **torsionalen Verformung des Sensorlagers** auf einer Kreisbahn um die Rotationsachse des Polrings

bewegt. Die zugehörigen Messdaten wurden unter Verwendung des in Abbildung A.4 im Anhang A.1 auf Seite 128 dargestellten labortechnischen Messaufbaus gewonnen. Der Linearitätsfehler, den diese Messdaten aufweisen, entspricht erwartungsgemäß nahezu exakt der Summe der Fehleranteile des Polrings und des AMR-Sensors. Aufgrund der Dominanz des Fehleranteils des Polrings verschiebt sich durch die Überlagerung mit dem Fehleranteil des AMR-Sensors lediglich der Knickpunkt der Kurve bezüglich des vertikalen Radwegs von -40mm auf etwa -50mm.

Das *rechte untere Diagramm (e)* zeigt den Verlauf der Messabweichung beim nahezu vollständigen **horizontalkraftfreien Aus- und Einfedervorgang des Rades** auf dem Achs-kinematikprüfstand (vergleiche Abbildung 6.1 aus Abschnitt 6.1).

Im *linken unteren Diagramm (d)* ist eine Häufigkeitsverteilung des Messfehlers in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition aufgetragen. Die Messdaten stammen von einer **Fahrt mit dem Versuchsfahrzeug auf einer speziell für Betriebsfestigkeitsprüfungen konzipierten Teststrecke mit extrem starker Anregung und Belastung des Fahrwerks**.

Offensichtlich weist der mittlere Verlauf des Linearitätsfehlers als Funktion der vertikalen Radposition der in den beiden unteren Diagrammen (d und e) dargestellten Daten jeweils nur einen geringen Unterschied gegenüber dem mittleren Diagramm (c) auf. Damit ist gezeigt, dass der größte Anteil des Linearitätsfehlers eindeutig von Fertigungsabweichungen bei der Herstellung des Polrings stammt. Weder der Linearitätsfehler des AMR-Sensors noch die allein von der vertikalen Radposition abhängigen quasistatischen Verformungen des Sensorlagers haben einen annähernd so großen Einfluss auf die Gesamtgröße des Linearitätsfehlers.

Da dessen Betrag nur in der Nähe der unteren Begrenzung des Radfederweges stark zunimmt, können die in Abschnitt 2.1 diesbezüglich diskutierten Anforderungen noch erfüllt werden. Allein durch eine Optimierung des Herstellungsprozesses des Polrings lässt sich der Linearitätsfehler voraussichtlich auf etwa $\pm 0,5\text{mm}$, also auf ca. 20% seiner derzeitigen Größe reduzieren.

Die unteren Diagramme (d und e) weisen im Unterschied zu den anderen drei Diagrammen (a, b und c) zusätzlich eine mehr oder weniger deutlich ausgeprägte Hysterese des Messfehlers in Abhängigkeit von der vertikalen Bewegungsrichtung des Rades (auf- oder abwärts) auf, die nicht im Zusammenhang mit dem Linearitätsfehler steht und deren Ursache bereits in Abschnitt 6.1 diskutiert wurde.

6.3 Messfehler aufgrund quasistatischer horizontaler Radkräfte

Bei der Messung des vertikalen Radwegs mit Hilfe der AMR-Sensoren des Sensorlagers treten neben dem Linearitätsfehler vor allem Fehler aufgrund horizontal auf das Rad wirkende Kräfte in relevanter Größe auf. Diese Kräfte lassen sich in Antriebs-, Brems und Seitenkräfte klassifizieren und greifen gemäß Abbildung 3.2a (siehe Abschnitt 3.1.2 auf Seite 15) naturgemäß im Radaufstandspunkt bzw. im Radmittelpunkt an. Horizontale Radkräfte führen zu einer leichten, oftmals sogar konstruktiv erwünschten Verformung der elastischen Bauteile der Achse. Hiervon sind vor allem die Gummi-Metall-Lager betroffen, zu denen auch das Sensorlager zählt.

Die Messung der vertikalen Radposition mit dem Sensorlager wird unter dem Einfluss horizontaler Radkräfte aus *zwei* Gründen verfälscht.

Einerseits führt besonders ein gleichzeitiges Auftreten translatorischer und rotatorischer Verformungen des Sensorlagers zu Fehlern bei der Messung der davon unabhängigen Lagertorsion. Durch die Optimierung des Sensorlager-Designs gemäß der Abschnitte 3.4 und 4.3 konnten diese Messfehler minimiert, aber in der Summe nicht vollständig vermieden werden.

Andererseits kann die Verformung anderer Elemente der Achse trotz einer konstanten vertikalen Radposition zu einer geringen Torsion des Sensorlagers um dessen Rotationsachse führen. Da es sich dabei um die Messgröße des Sensorlagers handelt, wird diese Variation der Lagertorsion erfasst und fälschlich als Veränderung der vertikalen Radposition interpretiert. Auf diese Art hervorgerufene Messfehler treten unabhängig vom Design des Sensorlagers auf und lassen sich daher primär nicht durch dessen Optimierung reduzieren. Treten jedoch ein oder mehrere solcher Messfehler grundsätzlich und ausschließlich gleichzeitig mit einer bestimmten Art und Weise der Sensorlagerverformung auf (und handelt es sich dabei nicht um die Lagertorsion), so ist zumindest theoretisch eine Kompensation dieser Messfehler bis zu einem gewissen Grad möglich. Dazu müsste durch eine konstruktive Modifikation des Sensorlager-Designs, insbesondere des Magnetfeldes, beim Auftreten dieser Verformung ein gleichgroßer entgegengesetzt wirkender Messfehler gezielt hervorgerufen werden. Diese unter anderem aufgrund der Vielfalt der Achskonstruktionen kaum praxisrelevante Methode sei hier jedoch nur am Rand erwähnt und wird nicht weiter diskutiert.

In den folgenden Unterpunkten dieses Abschnitts werden Art und Größe der auftretenden Verformungen des Sensorlagers und der Achse, vor allem aber deren Auswirkung auf den Messfehler diskutiert, die durch die verschiedenen horizontalen Radkräfte beim untersuchten Achstyp hervorgerufen werden.

6.3.1 Labortechnische Messungen am Sensorlager

Zur Ermittlung der Größe des Messfehlers aufgrund radialer, axialer und kardanischer Verformungen des Sensorlagers, insbesondere bei gleichzeitigem Auftreten, wurden mit dem in Abbildung A.4 im Anhang A.1 auf Seite 128 dargestellten und in [58] ausführlich dokumentierten labortechnischen Messaufbau entsprechende experimentelle Untersuchungen vorgenommen. Dabei wurden die im Abschnitt 3.1.2 diskutierten, im Versuchsfahrzeug zu erwartenden Verformungen des Sensorlagers zugrunde gelegt.

Dort wurde ebenfalls bereits erläutert, dass bei Achslenkern mit nur zwei Lagerpunkten eine **radiale Verformung** der beiden Gummilager ausschließlich entlang der Lenkerlängsachse, also der Verbindungslinie der Mittelpunkte beider Lager (x-Achse), erfolgen kann. Diese Aussage trifft auch auf das Sensorlager zu. Der Einfluss radialer Lagerverformungen auf die Messgenauigkeit kann damit quasi unabhängig von den axialen und kardanischen Störgrößen betrachtet werden, weil die letzteren beiden näherungsweise nur senkrecht zur Lenkerlängsachse verlaufende Störbewegungen der AMR-Sensoren hervorrufen (siehe Abschnitt 4.3.5). Die Größe der Messabweichung aufgrund radialer Lagerverformungen hängt stark von dem an den AMR-Sensoren und in deren unmittelbaren Umgebung herrschenden

Verlauf der Isoklinen ab. Die beim Sensorlager zur Isoklinenrichtung proportionale Lager-torsion hat demnach einen entscheidenden Einfluss auf den Messfehler, der durch radiale Lagerverformungen hervorgerufen wird. Die experimentellen Untersuchungen bestätigten den in Abschnitt 4.3.5 berechneten und in Abbildung 4.10 auf Seite 76 für eine Lagertorsion von 15° dargestellten Verlauf des Messfehlers, der aufgrund einer radialen Lagerverformung an den beiden AMR-Sensoren mit entgegengesetztem Vorzeichen hervorgerufen wird. Wie konstruktiv beabsichtigt, wird nahezu eine vollständige Kompensation dieses Fehlers durch die Bildung des arithmetischen Mittelwertes der gemessenen Magnetfeldwinkel beider AMR-Sensoren erreicht.

Axiale und kardanische Lagerverformungen führen im Sensorlager in erster Näherung zu einer Verschiebung der AMR-Sensoren gegenüber dem Magnetfeld in Richtung der Rotationsachse des Lagers (z-Achse). Wie in Abschnitt 4.3.5 beschrieben, führen Verformungen des Sensorlagers in den beiden kardanischen Freiheiten besonders dann zu einem überproportional großen Fehler bei der Messung der Lagertorsion, wenn sie gleichzeitig auftreten. Dieses theoretisch vorhergesagte Verhalten wird durch die in Abbildung 6.4 in Grad dargestellte Abweichung zwischen der mit einem AMR-Sensor im Polring gemessenen und der tatsächlichen Lagertorsion von 15° im Wesentlichen experimentell bestätigt. Das gilt auch für die Auswirkung einer axialen Lagerverformung auf den Fehler bei der Erfassung der Lagertorsion, der auftritt, wenn gemäß Abschnitt 4.3.5 gleichzeitig eine kardanische Lagerverformung (vorzugsweise um die x-Achse) vorliegt.

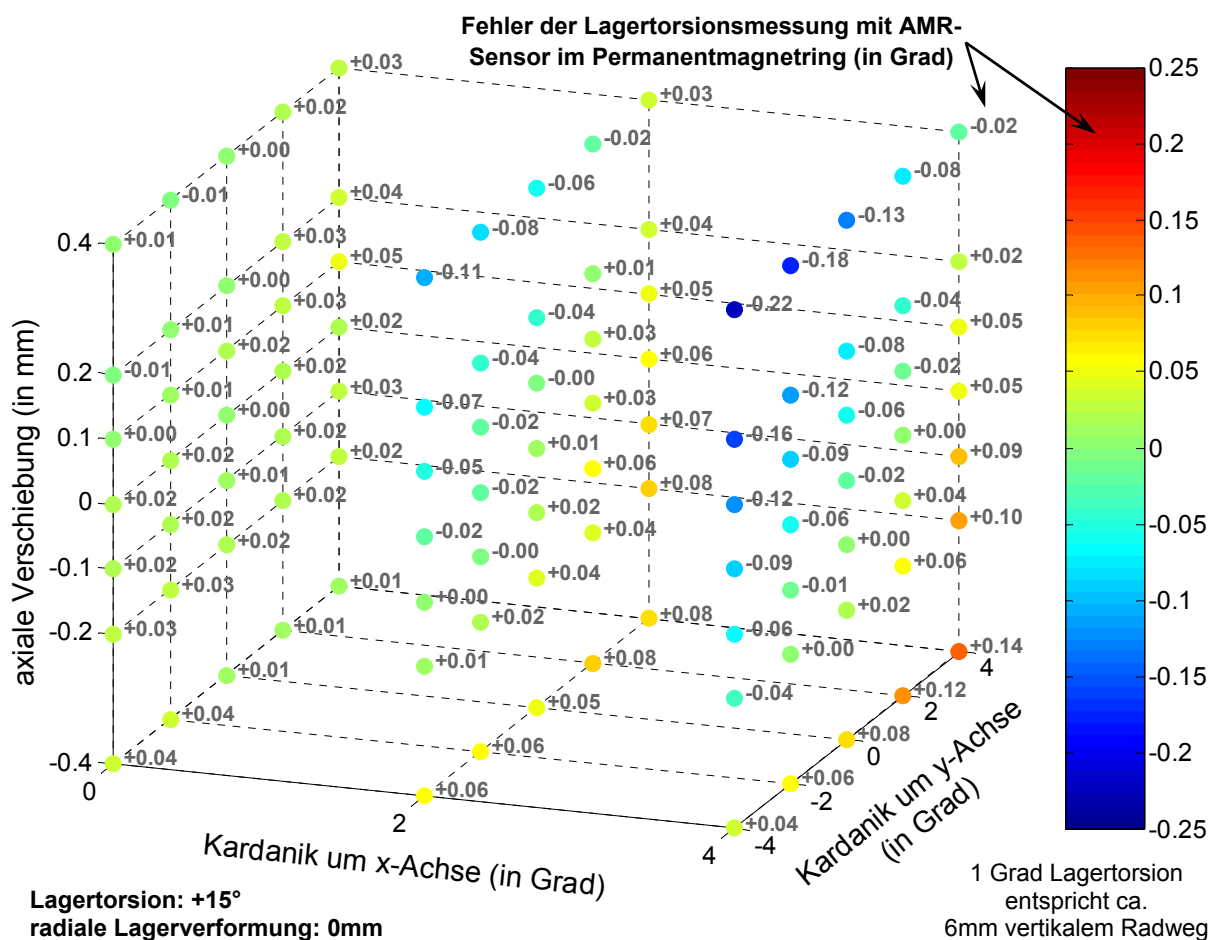


Abbildung 6.4 Störgrößenverursachte Messabweichungen (Labormessung)

Aufgrund der experimentell erreichten Genauigkeit von etwa $\pm 0,03^\circ$ ließen sich Messfehler, die nur durch eine einzige Störgröße hervorgerufen werden, aufgrund ihrer theoretisch und praktisch geringen und daher vernachlässigbaren Größe beim verwendeten Messaufbau prinzipiell nicht nachweisen. Die in Abbildung 6.4 dargestellten Daten lassen jedoch für den Fall des gleichzeitigen Auftretens von mindestens zwei Störgrößen zumindest qualitative Aussagen zu. So zeigt sich, dass nennenswerte, aber akzeptable Messfehler von bis zu $-0,22^\circ$ (entspricht etwa $-1,3\text{mm}$ vertikalen Radweg), entsprechend den Erwartungen aus Abschnitt 4.3.5, nur unter der Voraussetzung des gleichzeitigen Auftretens der beiden kardanischen im Einklang mit einer axialen Lagerverformung in jeweils erheblicher Größe auftreten können.

Unter der Annahme der im Abschnitt 4.3 geforderten Symmetrie des Magnetfeldes treten die in Abbildung 6.4 dargestellten Messfehler punktsymmetrisch zum Koordinatenursprung dieses Diagramms auf. Damit lässt sich die Aussagefähigkeit des Diagramms auch auf negative Winkel der Kardanik um die x-Achse des Polrings (Lenkerlängsachse) erweitern.

Im Gegensatz zum Messfehler, der durch eine radiale oder axiale Lagerverformung hervorgerufen wird, lassen sich durch kardanische Lagerverformungen verursachte Messabweichungen gemäß der Betrachtung von Abschnitt 4.3.5 nicht kompensieren, da deren Wirkung auf beide AMR-Sensoren vollständig oder zumindest teilweise gleich ist.

6.3.2 Messabweichungen infolge von Radquerkräften

Horizontal im Radaufstandspunkt angreifende Radquerkräfte rufen in der untersuchten Anwendung vorwiegend translatorische Verformungen der Lager von Querlenkern hervor. Durch die im Wesentlichen radiale, aber zum Teil auch axiale Verformung dieses Gummi-Metall-Lagers entstehen Abweichungen bei der Messung der Lagertorsion mit den AMR-Sensoren, aus den bereits in den Abschnitten 4.3.5 und 6.3.1 diskutierten Gründen.

Die quer zur Fahrtrichtung (also in Richtung der Fahrzeugquerachse) wirkenden Radkräfte rufen gleichzeitig aber auch eine Verformung einiger Teile der Achse hervor, woraus trotz unveränderter vertikaler Position des Rades eine geringfügige Änderung der Torsion des Sensorlagers resultiert und von den AMR-Sensoren entsprechend erfasst wird.

Der in Summe durch die translatorischen Verformungen und die zusätzliche Torsion des Sensorlagers auftretende Messfehler ist im linken Diagramm von Abbildung 6.5 beispielhaft für eine vertikale Radposition von -40mm für Radseitenkräfte im Bereich von $\pm 5\text{kN}$ dargestellt. Die Daten stammen von einer Vermessung des Versuchsfahrzeuges auf einem Achskinematikprüfstand. Das Diagramm zeigt für beide AMR-Sensoren eine verschieden große und bis auf die Hysterese nahezu proportionale Abhängigkeit des Messfehlers von der Seitenkraft. Diese Proportionalität gilt näherungsweise auch für beliebige andere vertikale Radpositionen. In Abhängigkeit von der vertikalen Radposition ändert sich jedoch der Proportionalitätsfaktor für beide Sensoren. Dessen Größe ist im rechten Diagramm der Abbildung 6.5 für diese und zwei weitere vertikale Radpositionen dargestellt.

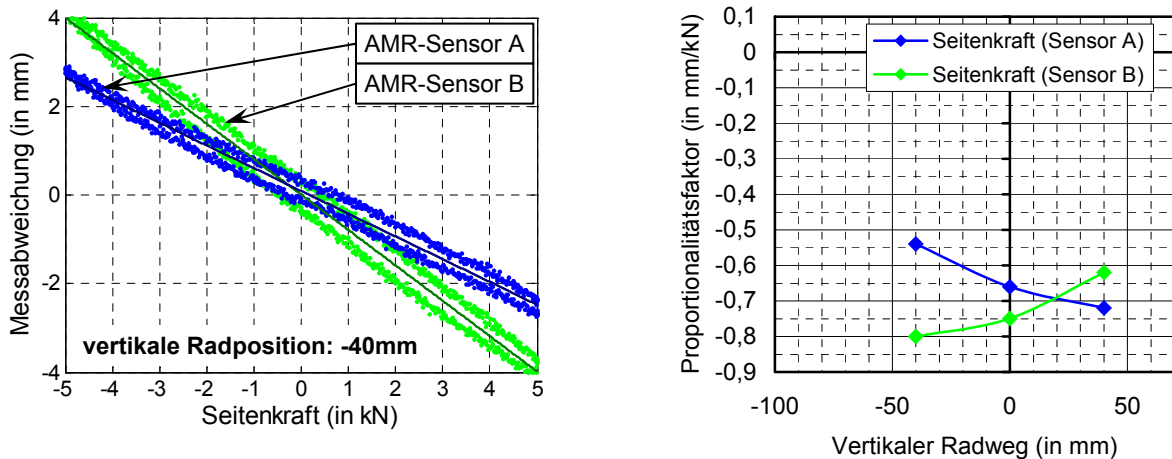


Abbildung 6.5 Abhängigkeit der Messabweichung von Radquerkräften³⁴

Messfehler aufgrund translatorischer Sensorlagerverformung (kompensierbar)

Würde die Messabweichung nur aufgrund einer radialen oder axialen Lagerverformung hervorgerufen werden, so müssten sich die Proportionalitätsfaktoren beider AMR-Sensoren theoretisch gemäß Abschnitt 4.3.5 sowie praktisch laut Abschnitt 6.3.1 gegenseitig nahezu aufheben, also sich einander kompensieren.

Die Differenz zwischen den Proportionalitätsfaktoren beider Sensoren hängt einerseits von der Größe der auf die Radseitenkraft bezogenen radialen bzw. axialen Elastizität des Sensorlagers ab. Erstere ist bei der Achsgeometrie des Versuchsfahrzeugs für moderate Änderungen des vertikalen Radweges um die Ausgangslage in grober Näherung konstant. Die seitenkraftbezogene axiale Elastizität des Sensorlagers hängt im Versuchsfahrzeug jedoch sehr stark von der Höhe der kardanischen Lagerverformung um die Fahrzeughochachse (y-Achse) ab. Bei gleicher Seitenkraft sind Größe und Richtung (Vorzeichen) der axialen Lagerverformung in grober Näherung proportional zur vertikalen Radposition. Aufgrund der Achsgeometrie nimmt mit zunehmender vertikaler Radposition die axiale Lagerverformung allerdings leicht überproportional zu.

Wie bereits in Abschnitt 4.3.5 erläutert, hängt andererseits die Größe der Differenz zwischen den Proportionalitätsfaktoren beider Sensoren bei einer radialen Lagerverformung nahezu proportional von der Größe der Lagertorsion und damit der vertikalen Radposition ab. Bei einer axialen Verformung des Sensorlagers besteht indessen eine Abhängigkeit gegenüber der Kardanik um die Lenkerlängsachse (x-Achse), die ebenfalls fast ausschließlich eine nahezu direkte Proportionalität zur vertikalen Radposition aufweist. Aufgrund der Kinematik der Hinterachse des Versuchsfahrzeuges dominiert die Auswirkung der radialen gegenüber der axialen Lagerverformung hinsichtlich des durch eine Seitenkraft verursachten Messfehlers etwa um das Fünffache (siehe auch Abschnitte 3.1.2 und 4.3.5). Der gemäß Abschnitt 3.1.2 für eine Seitenkraft von $\pm 5\text{kN}$ realistische Betrag einer rein radialen Lagerverformung von etwa $0,15\text{mm}$ würde bei einer vertikalen Radposition von -40mm allein bereits etwa zu der in

³⁴ Im Sensorlager ist AMR-Sensor A radseitig und AMR-Sensor B aufbauseitig angeordnet.

Abbildung 6.5 für diese Federstellung dargestellten Differenz der Proportionalitätsfaktoren führen.

Aufgrund der in diesem und in Abschnitt 4.3.5 erläuterten Zusammenhänge nimmt die Differenz zwischen den Proportionalitätsfaktoren des radseitigen AMR-Sensors A und des aufbauseitigen Sensors B mit steigender vertikaler Radposition theoretisch kontinuierlich ab. Dieses Verhalten bestätigt das rechte Diagramm von Abbildung 6.5. Ist das Sensorlager bei einer entsprechenden vertikalen Radposition weitestgehend entspannt, verursachen translatorische Lagerverformungen im Idealfall keinen Messfehler, da in diesem Fall beide Proportionalitätsfaktoren gleich groß sind. Beeinflusst durch mehrere Faktoren liegt dieser Punkt für das Versuchsfahrzeug abweichend zum Idealfall bei einer vertikalen Radposition von etwa +20mm (statt 0mm). Die Ursache dafür ist einerseits in der Achsgeometrie des Fahrzeugs, vor allem aber in der rotatorischen Montageabweichung des Sensorlagers gegenüber dem Lenker von wenigen Grad zu suchen. Andererseits trägt auch der Richtungsfehler der Isoklinen des Magnetfeldes von etwa 2° im Bereich der AMR-Sensoren dazu bei.

Messfehler aufgrund Achsverformung (unkompensierbar)

Der weitaus größte Anteil der Messabweichung aufgrund einer Radseitenkraft wird, wie bereits erwähnt, durch eine leichte Änderung der Lagertorsion bei konstanter vertikaler Radposition hervorgerufen. Wie das rechte Diagramm von Abbildung 6.5 zeigt, beträgt die Größe dieses Fehleranteils bezogen auf die am Radaufstandspunkt angreifende Seitenkraft nahezu unabhängig von der vertikalen Radposition etwa -0,7mm/kN. Dieser Anteil am Messfehler resultiert ausschließlich aus der Verformung der Hinterachse und bestimmt sich daher allein aus der fahrzeugspezifischen Achskinematik. Er lässt sich im Gegensatz zum Fehleranteil, der durch die translatorische Lagerverformung verursacht wird, nicht (beispielsweise über die Bildung des arithmetischen Mittels beider AMR-Sensoren) kompensieren.

Der Fehler hat *zwei Hauptursachen*.

Zum einen bewirkt eine quer zur Fahrtrichtung wirkende, im Aufstandspunkt des Rades angreifende Kraft zwangsläufig eine leichte Änderung des Radsturzes. Durch diese Verkipfung des Radträgers ändert sich auch die Höhe des Verbindungspunktes (in der Form eines Lagers oder Gelenks) zwischen dem Radträger und dem Lenker mit dem Sensorlager. Dieser Effekt ist proportional zum in Richtung der Fahrzeugquerachse herrschenden Abstand zwischen diesem Verbindungspunkt und dem Radmittelpunkt. Der sich damit ergebende Anteil an der Größe der im rechten Diagramm von Abbildung 6.5 dargestellten Proportionalitätsfaktoren beträgt für das Versuchsfahrzeug basierend auf dem am Achskinematikprüfstand in Abhängigkeit von der Radseitenkraft gemessenen Radsturz etwa -0,3mm/kN. Die Größe des Radsturzes ist eine Funktion der Radseitenkraft und weist eine gewisse Hysterese auf, die von den Gummi-Metall-Lagern der Achse hervorgerufen wird. Diese Hysterese zeigt sich wegen der Abhängigkeit des Messfehlers vom Radsturz auch in den im linken Diagramm von Abbildung 6.5 dargestellten Messdaten.

Zum anderen führt die Radseitenkraft besonders im Bereich der aufbauseitigen Anbindungspunkte der quer zur Fahrtrichtung angeordneten Lenker zu einer geringen elastischen Verformung des Hilfsrahmens des Fahrwerks. Dabei kommt es unter anderem zu einer leichten Verdrehung der konstruktiven Aufnahme des Sensorlagers um dessen Rotationsachse. Da

die Torsion des Sensorlagers als Maß für die vertikale Radposition relativ zu dieser Lageraufnahme gemessen wird, resultiert aus der Verdrehung der Lagertasche ein auf die Seitenkraft bezogener Fehler von ebenfalls ca. $-0,3\text{mm/kN}$. Dieser Wert wurde durch eine FEM-Simulation der Achshilfsrahmenverformung ermittelt.

Der verbleibende Rest von etwa $-0,1\text{mm/kN}$ verteilt sich auf unmaßgeblichere Fehlerursachen. Dazu zählen die mit der Hilfsrahmenverformung verbundene Änderung der Höhe der Sensorlageraufnahme, aber auch die in Abschnitt 4.3.6 diskutierte Abweichung der Isoklinen des Magnetfeldes vom ideal radialen Verlauf.

6.3.3 Messabweichungen infolge von Radlängskräften

Die längs zur Fahrtrichtung auf die Hinterräder des Versuchsfahrzeuges wirkenden Antriebs- und Bremskräfte rufen einen weitaus geringeren, aber dennoch nennenswerten Fehler bei der Messung der vertikalen Radposition mit den AMR-Sensoren des Sensorlagers hervor als die im Abschnitt 6.3.2 diskutierten Radquerkräfte. Auch hier herrscht für typische Radlängskräfte zumindest innerhalb eines Bereichs von $\pm 2\text{kN}$ in grober Näherung eine Proportionalität zwischen der Größe von Kraft und Messfehler. Die Ursachen für die Messabweichungen sind jedoch wesentlich vielfältiger.

Analog zu Abbildung 6.5 (siehe Abschnitt 6.3.2) ist in Abbildung 6.6 die Abhängigkeit zwischen den Radlängskräften und dem Messfehler dargestellt. Das rechte Diagramm zeigt in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition wieder die Größe des Proportionalitätsfaktors zwischen der Antriebs- bzw. (negativen) Bremskraft und der Abweichung zwischen der mit den beiden AMR-Sensoren und dem Achskinematikprüfstand gemessenen vertikalen Radposition. Der betragsmäßig größte im rechten Diagramm abgebildete Proportionalitätsfaktor gilt für die Wirkung einer Bremskraft bei einer vertikalen Radposition von -40mm . Für diesen beispielhaften Fall ist im linken Diagramm die Messabweichung beider AMR-Sensoren in Abhängigkeit von der Bremskraft aufgetragen.

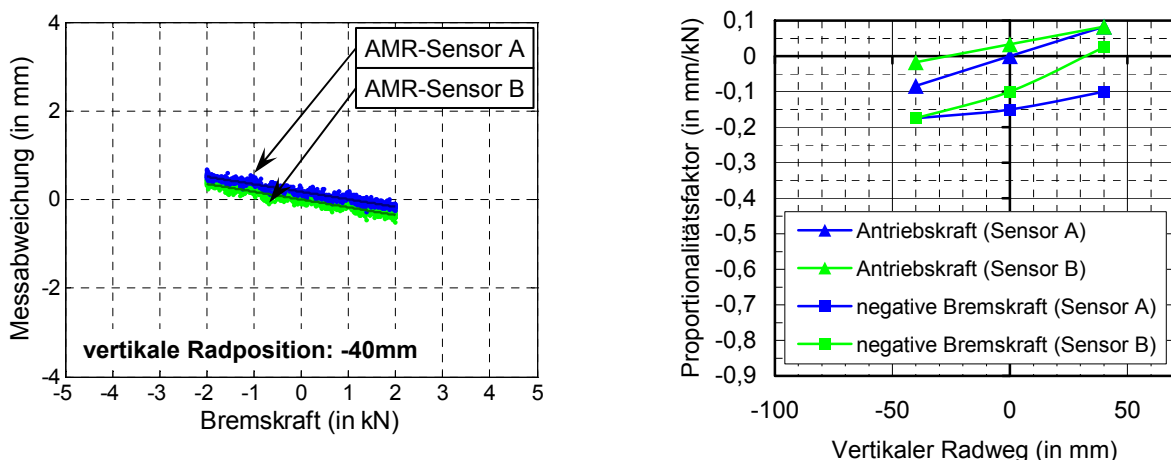


Abbildung 6.6 Abhängigkeit der Messabweichung von Radlängskräften³⁵

³⁵ Im Sensorlager ist AMR-Sensor A radseitig und AMR-Sensor B aufbauseitig angeordnet.

Messfehler aufgrund translatorischer Sensorlagerverformung (kompensierbar)

Wie bei Radquerkräften treten auch bei Bremskräften translatorische Verformungen des Sensorlagers auf. Diese sind wiederum die Hauptursache für die Differenz zwischen dem Verlauf der Proportionalitätsfaktoren der AMR-Sensoren A und B aus dem rechten Diagramm von Abbildung 6.6.

Bei Bremskräften wird der Fehler bei der Messung der Sensorlagertorsion im Unterschied zu Seitenkräften zu etwa gleichen Teilen durch axiale und radiale Lagerverformungen verursacht.

Wie bereits im Abschnitt 6.3.2 diskutiert, ist der Einfluss radialer Lagerverformungen auf den Messfehler abzüglich des Offsets von +20mm proportional zur vertikalen Radposition. Bedingt durch die Achskinematik beträgt die Größe dieses Fehleranteils bezogen auf die Bremskraft im Vergleich zur Seitenkraft nur etwa 40%.

Die axiale Lagerverformung und der dadurch verursachte Messfehler nehmen demgegenüber vor allem für kleine vertikale Radpositionen bereits bei betragsmäßig geringen negativen Bremskräften spürbar zu (vergleiche Abbildung 3.3 aus Abschnitt 3.1.2 auf Seite 17). Das wird durch die zusätzliche, von der Bremskraft verursachte, kardanische Verformung des Sensorlagers um die Fahrzeughochachse (y-Achse) begünstigt. Bei der Kinematik der Hinterachse des Versuchsfahrzeugs verhalten sich sowohl die Größe der axialen Lagerverformung als auch deren, von der Größe der kardanischen Lagerverformung um die Lenkerlängsachse (x-Achse) abhängiger, Einfluss auf den Messfehler nahezu proportional zur vertikalen Radposition. Der durch die axiale Lagerverformung hervorgerufene Anteil der Differenz der Proportionalitätsfaktoren zwischen den AMR-Sensoren B und A ist proportional zum Produkt der axialen Lagerverformung und der kardanischen Lagerverformung um die Lenkerlängsachse (x-Achse) und weist demnach eine quadratische Abhängigkeit gegenüber der vertikalen Radposition auf.

Heben sich die von der axialen und radialen Lagerverformung hervorgerufenen Anteile an der Differenz der Proportionalitätsfaktoren zwischen den AMR-Sensoren B und A für negative vertikale Radpositionen zumindest teilweise gegenseitig auf, so addieren sich beide Anteile bei positiven vertikalen Radpositionen (siehe rechtes Diagramm von Abbildung 6.6).

Aufgrund der Kinematik der Hinterachse des Versuchsfahrzeugs wirken auf den Querlenker mit dem Sensorlager infolge von Antriebskräften quasi keine zusätzlichen Kräfte. Dementsprechend treten auch keine nennenswerten Änderungen der translatorischen Verformungen des Sensorlagers und folglich keine dadurch verursachten Messfehler auf.

Messfehler aufgrund kardanischer Lagerverformungen (unkompensierbar)

Antriebs- und Bremskräfte führen gleichermaßen zu einer erheblichen, konstruktiv erwünschten Verformung des Gummilagers jedes der beiden Längslenker der Hinterachse des Versuchsfahrzeugs von einigen Millimetern in Richtung der Fahrzeuglängsachse. Das führt zu einer zusätzlichen kardanischen Verformung des Sensorlagers um die Fahrzeughochachse (y-Achse). Bezogen auf die Antriebs- oder negative Bremskraft beträgt diese unabhängig von der vertikalen Radposition etwa $-0,7^\circ/\text{kN}$ und ist durch die konstruktive Ausführung des Längslenkerlagers auf ca. $\pm 1,7^\circ$ begrenzt.

Gemäß dem in Abbildung 6.4 (siehe Abschnitt 6.3.1 auf Seite 107) dargestellten sowie im Abschnitt 4.3.5 analysierten Einfluss verschiedener Lagerverformungen auf den Messfehler wird durch die Änderung der kardanischen Verformung des Sensorlagers um die Fahrzeughochachse (y-Achse) unter der Voraussetzung einer kardanischen Lagerverformung um die Lenkerlängsachse (x-Achse) ein Fehler bei der Messung der Lagertorsion verursacht. Die Größe dieses Messfehlers ist über den gesamten Federweg des Rades nahezu proportional zur kardanischen Lagerverformung um die Lenkerlängsachse (x-Achse), die wiederum proportional zur vertikalen Radposition ist. Die durch Radlängskräfte hervorgerufene kardanische Verformung des Sensorlagers um die Fahrzeughochachse (y-Achse) ist daher die Hauptursache für die im rechten Diagramm von Abbildung 6.6 dargestellte zur vertikalen Radposition nahezu proportionale Änderung des (mittleren) Proportionalitätsfaktors. Da dieser Effekt auf beide AMR-Sensoren des Sensorlagers in gleicher Weise wirkt, ist eine Kompensation dieses Messfehlers über die AMR-Sensoren nicht möglich.

Mit der längskraftabhängigen Änderung der kardanischen Verformung des Sensorlagers um die Fahrzeughochachse (y-Achse) geht eine im Wesentlichen axiale Verschiebung der AMR-Sensoren einher. Verursacht durch Toleranzen im Magnetfeldverlauf ruft diese axiale Verschiebung der Sensoren eine weitere Modifikation des Proportionalitätsfaktors hervor. Diese hängt von der lokalen Feldqualität (vergleiche z.B. Abbildung 4.15 auf Seite 86 im Abschnitt 4.3.6 mit Abbildung A.7 auf Seite 140 im Anhang A.6) ab und ist daher in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition für jeden AMR-Sensor verschieden. Aufgrund dieser Ursache ist eine wirkungsvolle Kompensation dieses Fehlers nicht möglich. Dieser Fehler äußert sich im rechten Diagramm von Abbildung 6.6 beispielsweise im Unterschied des Verlaufs der Proportionalitätsfaktoren für beide AMR-Sensoren für Antriebskräfte.

Messfehler aufgrund Achsverformung (unkompensierbar)

Ähnlich wie Seitenkräfte führen auch Bremskräfte zu einer gewissen elastischen Verformung der Hinterachse des Versuchsfahrzeugs. Die trotz konstanter vertikaler Position des Rades durch Bremskräfte hervorgerufene leichte Torsion des Sensorlagers wird von den AMR-Sensoren erfasst und folglich irrtümlicherweise als Änderung der vertikalen Radposition interpretiert. Wie bei Radquerkräften entsteht durch diesen Effekt der überwiegende Anteil des Messfehlers, der durch eine Bremskraft aufgrund der Kinematik der Hinterachse des Versuchsfahrzeuges verursacht wird. Dieser Anteil äußert sich durch den Offset zwischen den (mittleren) Proportionalitätsfaktoren von Antriebs- und Bremskraft, welche im rechten Diagramm von Abbildung 6.6 dargestellt sind.

Der Messfehler wird im Wesentlichen durch zwei gegenläufige Effekte hervorgerufen, die auf am Radträger wirkenden Kräften und Momenten beruhen. Diese entstehen bei Bremskräften durch die erhebliche Differenz zwischen den jeweiligen x-, y- und z-Koordinaten des Radaufstandspunktes und des Längslenkerlagers.

Einerseits führt die im Radaufstandspunkt entgegen der Fahrtrichtung angreifende Bremskraft zu einem negativen auf den Radträger wirkenden Drehmoment um die Fahrzeuglängsachse.³⁶ So wird durch eine negative Bremskraft aufgrund der Hinterachskinematik des

³⁶ Der Versatz von Bremsspur und Längslenkerlagerspur führt zu einem Kippmoment um die Fahrzeuglängsachse.

Versuchsfahrzeuges eine Veränderung des Radsturzes analog der Wirkung einer positiven Radseitenkraft hervorgerufen, deren Größe etwa 35% der Bremskraft entspricht. Durch die Änderung des Radsturzes sowie die damit einhergehende im Abschnitt 6.3.2 bereits diskutierte Verformung des Achshilfsrahmens wird eine nicht kompensierbare Torsion des Sensorlagers hervorgerufen, die einem auf die negative Bremskraft bezogenen Fehler von etwa $-0,25\text{mm/kN}$ entspricht.

Andererseits führt die Bremskraft zu einer geringen Rotation des Radträgers um die etwa quer zur Fahrtrichtung verlaufende Radachse. Das führt trotz konstanter vertikaler Position des Radmittelpunktes zu einer leichten Änderung der Höhe des Punktes, an dem der Lenker, in den das Sensorlager montiert ist, mit dem Radträger verbunden ist. Die auf die negative Bremskraft bezogene Messabweichung aufgrund der so hervorgerufenen Torsion des Sensorlagers beläuft sich auf etwa $+0,1\text{mm/kN}$.

Damit heben sich durch die Rotation des Radträgers um die Radachse etwa 40% des Messfehlers wieder auf, der durch die Änderung des Radsturzes hervorgerufen wird. So verbleibt eine Summe beider Fehleranteile von etwa $-0,15\text{mm/kN}$. Diese spiegelt sich im rechten Diagramm von Abbildung 6.6 in der Differenz zwischen den Mittelwerten der Proportionalitätsfaktoren beider AMR-Sensoren für die Antriebs- und die negative Bremskraft wider.

Aufgrund einer Antriebskraft erfolgt zwar ebenfalls eine Verformung der Achse, jedoch führt der Angriff der Kraft im Radmittelpunkt weder zu einer nennenswerten Änderung des Radsturzes noch zu einer Verdrehung der achshilfsrahmenseitigen Aufnahme des Sensorlagers oder einer Rotation des Radträgers. Eine erwähnenswerte Änderung der Torsion des Sensorlagers und der damit verbundene Messfehler werden durch Antriebskräfte folglich nicht hervorgerufen.

6.3.4 Zusammenfassung

In den vorherigen Abschnitten 6.3.1 bis 6.3.3 wurden eine Vielzahl von Messabweichungen diskutiert, die, hervorgerufen durch horizontale Radkräfte, bei der Erfassung der vertikalen Radposition über die AMR-Sensoren des Sensorlagers aufgrund diverser Arten und Größen von Verformungen des Sensorlagers auftreten. Allen Messfehlern gemeinsam ist deren Proportionalität zur jeweiligen verursachenden horizontalen Radkraft, welche in grober Näherung mindestens bis zu einer Größe der Kraft von $\pm 2\text{kN}$, aber leider³⁷ meist auch darüber hinaus gilt. Eine Kompensation von Messfehlern z.B. durch die Bildung des arithmetischen Mittelwertes der von den beiden AMR-Sensoren erfassten Magnetfeldrichtung ist in Summe nur für einen geringen Anteil der Messabweichungen möglich. Daher ist aus wirtschaftlichen Gesichtspunkten zu prüfen, ob eine Verwendung von zwei AMR-Sensoren pro Sensorlager tatsächlich aufgrund der geringen Erhöhung der Messgenauigkeit gerechtfertigt ist, wenn aus Gründen der Funktionssicherheit keine Redundanz erforderlich ist.

Der betragsmäßig größte Messfehler von etwa $-0,7\text{mm/kN}$ ergibt sich durch eine geringfügige Änderung der Torsion des Sensorlagers um dessen Rotationsachse aufgrund einer im

³⁷ Andernfalls steigt der Messfehler günstigerweise unterproportional zur entsprechenden horizontalen Radkraft.

Radaufstandspunkt angreifenden Seitenkraft. Greift dagegen dort eine negative Bremskraft an, reduziert sich diese Messabweichung signifikant auf etwa $-0,15\text{mm/kN}$. Die Ursache für beide von der vertikalen Radposition quasi unabhängigen Messfehler liegt in einer geringfügigen Verformung der Achse, weshalb deren direkte Kompensation unabhängig vom Design des Sensorlagers grundsätzlich nicht möglich ist.

Eine Kompensation des Messfehlers, der durch die unter den gleichen Bedingungen auftretende radiale und axiale Verformung des Sensorlagers hervorgerufen wird, ist dagegen durch die Bildung des Mittelwertes der über die beiden AMR-Sensoren erfassten Magnetfeldrichtungswinkel nahezu vollständig möglich. Die Differenz zwischen den mit den AMR-Sensoren B und A erfassten vertikalen Radpositionen beträgt prozentual bezogen auf die Größe der (um einen Offset von $+20\text{mm}$ modifizierten) vertikalen Radposition in Relation zur Größe einer Seitenkraft etwa $+0,5\%/kN$. Bezüglich einer Bremskraft reduziert sich der Wert auf knapp $+0,2\%/kN$ und ist somit von sehr geringer Bedeutung.

Ein nennenswerter Messfehler aufgrund kardanischer Verformungen des Sensorlagers tritt nur bei Radlängskräften auf. Bezogen auf die Größe der Kraft beträgt der prozentuale Fehler der vertikalen Radposition nur etwa $+0,15\%/kN$ und erreicht damit eine vernachlässigbare Größe. Das trifft auch für alle weiteren Messfehler zu, die aus Verformungen des Sensorlagers oder der Achse resultieren.

Der Gesamtfehler der Messung der vertikalen Radposition über die AMR-Sensoren des Sensorlagers lässt sich in grober Näherung aus der Superposition der Einzelfehler bestimmen. Daher wird die in Abschnitt 2.1 geforderte Messgenauigkeit von $\pm 2\text{mm}$ selbst unter dem Einfluss horizontaler Radkräfte für nahezu den gesamten Radfederweg erreicht. Das gilt allerdings nur mit Ausnahme des Messfehlers, der aufgrund der durch eine Radseitenkraft hervorgerufenen Torsion des Sensorlagers entsteht. Da dieser Messfehler nicht durch das Sensorlager selbst, sondern ausschließlich aufgrund der Achskinematik hervorgerufen wird, kann er nur durch eine diesbezügliche (ohne Sensorlager bisher nicht erforderliche) Optimierung der Achskinematik reduziert werden. Die unter Umständen mit Kosten verbundene Optimierung ist jedoch nur notwendig, wenn die geforderte Messgenauigkeit auch unbedingt unter der Wirkung großer Radseitenkräfte erreicht werden muss, was für die im Abschnitt 2.1 genannten Anwendungen in der Regel nicht der Fall ist.

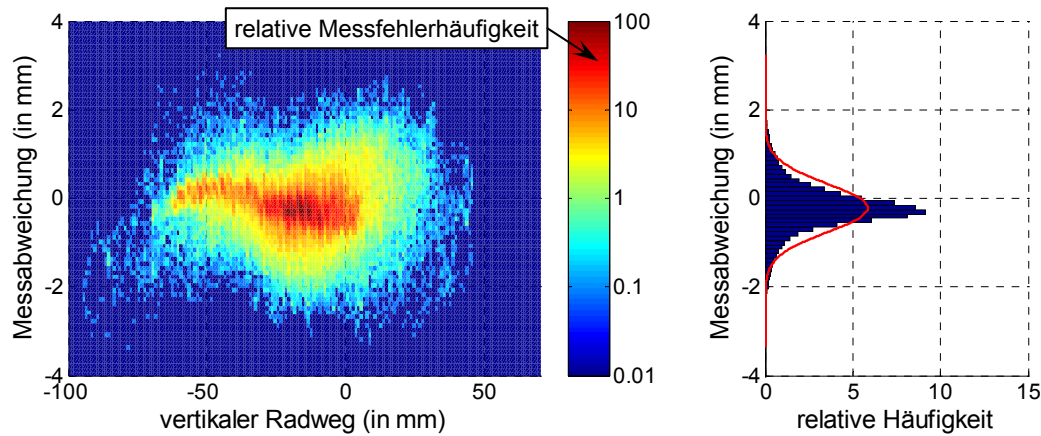
6.4 Messfehler aufgrund dynamischer horizontaler Radkräfte

Zur Ermittlung der Performance des Sensorlagers unter realen Einsatzbedingungen wurden mit einem Versuchsfahrzeug, welches an beiden Rädern der Hinterachse mit je einem Sensorlager ausgestattet war, zahlreiche Messfahrten mit verschiedenen repräsentativen Fahrmanövern auf unterschiedlichsten Fahrbahnoberflächen durchgeführt.

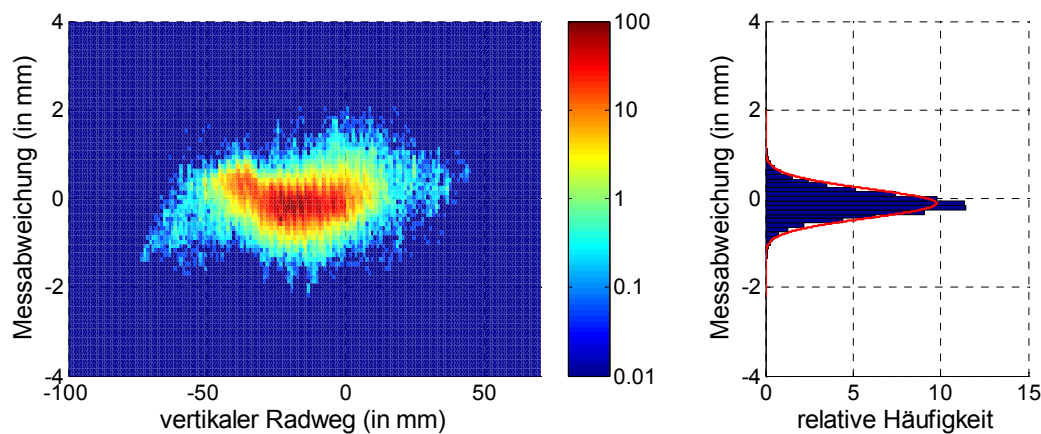
Bei der dynamischen Anregung des Fahrwerks während der Messfahrten überlagern sich der von der vertikalen Radposition abhängige Linearitätsfehler (siehe Abschnitt 6.2) und Messfehler, die durch horizontale Radkräfte hervorgerufen werden (siehe Abschnitt 6.3). Daher streut die Größe der Messabweichung aufgrund der Wirkung der horizontalen Radkräfte in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition um den Anteil des Linearitätsfehlers. Diese

Streuung erfolgt bei einer zufälligen dynamischen Anregung der Achse, wie sie näherungsweise bei einer Vielzahl von Fahrbahnoberflächen auftritt, gemäß einer Gaußverteilung.

a) extrem starke Fahrwerksanregung



b) starke Fahrwerksanregung



c) moderate Fahrwerksanregung

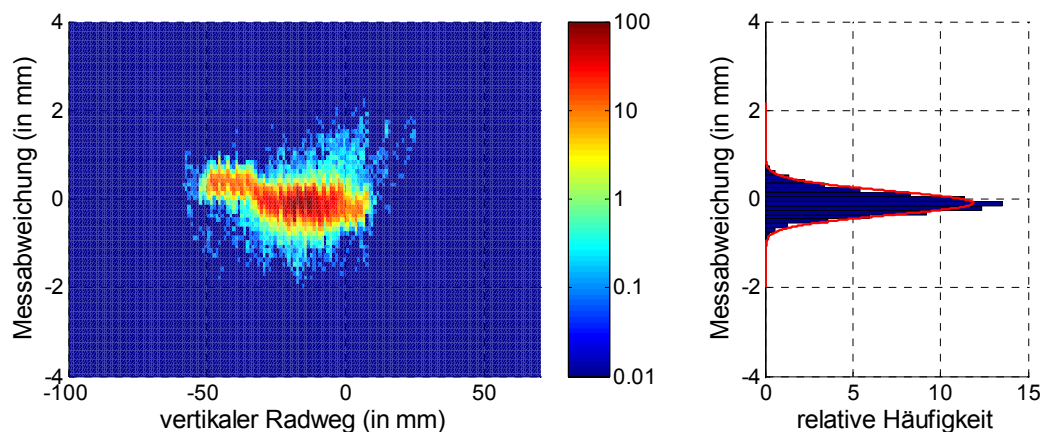


Abbildung 6.7 Abhängigkeit der Messabweichung von der Fahrwerksanregung

Die *linken Diagramme* von Abbildung 6.7 zeigen für drei Messfahrten auf verschiedenen Fahrbahnoberflächen, welche Größe des Messfehlers mit welcher relativen Häufigkeit in Abhängigkeit von der vertikalen Radposition auftritt. Eine Gleichverteilung der Messfehler innerhalb der dargestellten Grenzen der Abzisse und der Ordinate entspräche einer relativen Häufigkeit von eins. Wie bereits im Abschnitt 6.2 anhand des linken unteren Diagramms aus

Abbildung 6.3 (siehe Seite 104) diskutiert wurde, tritt gemäß der Aussagen des vorherigen Absatzes bei jeder beliebigen vertikalen Radposition das Maximum der Häufigkeitsverteilung etwa bei der Größe des Linearitätsfehlers auf.

In den *rechten Diagrammen* von Abbildung 6.7 ist für jede der drei Messfahrten die zugehörige Häufigkeitsverteilung des Messfehlers ohne Berücksichtigung der vertikalen Radposition als Balkendiagramm aufgetragen. Die rote Linie zeigt den erwarteten Verlauf gemäß einer Gaußverteilung mit derselben Standardabweichung, wie sie die Messfehler der gesamten Messfahrt aufweisen. Die zum Teil signifikante Differenz zwischen dem Balkendiagramm und der roten Kurve resultiert aus dem Anteil des Linearitätsfehlers.

Die in den *oberen Diagrammen* verwendeten Messdaten stammen von einer Fahrt mit dem Versuchsfahrzeug auf einer speziell für Betriebsfestigkeitsprüfungen konzipierten Teststrecke mit extrem starker Anregung und Belastung des Fahrwerks bei vergleichsweise niedrigen Geschwindigkeiten. Die dabei aufgetretenen Messabweichungen sind dementsprechend besonders groß und erreichen bei einer Standardabweichung von ca. 0,55mm maximal einen Betrag von gut 3mm. Da bei dieser Testfahrt vertikale Radpositionen in einem weiten Bereich mit statistisch relevanter Häufigkeit auftraten, spiegelt sich im oberen rechten Diagramm der Einfluss des Linearitätsfehlers besonders deutlich in dem großen Unterschied zwischen der gemessenen und der Gaußschen Häufigkeitsverteilung wider.

Die *mittleren Diagramme* beruhen auf einer Messfahrt mit verschiedenster Anregung des Fahrwerks bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten. Auf einigen Streckenabschnitten traten bei niedrigen Fahrzeuggeschwindigkeiten sowohl erhebliche, sehr unkomfortable und unregelmäßige Erregungen, welche durch eine Asphaltoberfläche in extrem schlechten Zustand hervorgerufen wurden, als auch starke langwellige regelmäßige Anregungen mit variierender Frequenz auf. Andere Teile des Fahrprofils wiesen bei mittleren oder höheren Geschwindigkeiten dagegen einerseits nur sehr geringe oder andererseits hinsichtlich des erreichbaren Fahrkomforts gerade noch vertretbare unregelmäßige Anregungen auf. Bei dieser immer noch sehr starken, aber bereits durchaus kundennahen Beanspruchung des Fahrwerks und des Sensorlagers reduzieren sich im Vergleich zum oberen Diagramm die Standardabweichung auf etwa 0,33mm und der Maximalbetrag der Messabweichung auf ca. 2mm. Im Vergleich zum oberen linken Diagramm bewegt sich das Rad in vertikaler Richtung in einem wesentlich eingeschränkteren Bereich, weshalb der Linearitätsfehler weitaus weniger zum Tragen kommt und somit der Messfehler nahezu einer Gaußverteilung entspricht.

In den *unteren Diagrammen* von Abbildung 6.7 sind die Messergebnisse einer kurvenreichen Fahrt bei vorwiegend mittleren und höheren Geschwindigkeiten auf meist guter und nur vereinzelt schlechter Fahrbahnoberfläche dargestellt. Obwohl, verglichen mit dem mittleren Diagramm, der vertikale Bewegungsbereichs des Rades erheblich kleiner ist, reduzieren sich weder der maximale Betrag noch die Standardabweichung des Messfehlers mit 2mm bzw. 0,27mm nicht oder zumindest nicht sehr erheblich. Die Ursache dafür liegt einerseits in der nahezu unveränderten Auswirkung des verbliebenen Linearitätsfehlers und andererseits im wesentlich höheren Anteil von Kurvenfahrten bei großen Radquerkräften mit den damit hinsichtlich des Messfehlers verbundenen Folgen. Letztere wurden bereits im Abschnitt 6.3.2 diskutiert. Sie zeigen sich im linken unteren Diagramm von Abbildung 6.7 in der Zunahme der Häufigkeit großer Messfehler mit steigender vertikaler Radposition. Dieser Effekt wird

hervorgerufen, da mit betragsmäßig wachsender Querbesehleunigung das kurvenäußere Rad stärker einfedert und gleichzeitig eine betragsmäßig höhere Radseitenkraft wirkt, weshalb die Messabweichung gemäß Abbildung 6.5 (siehe Abschnitt 6.3.2 auf Seite 109) steigt.

Die in Abbildung 6.7 dargestellten Häufigkeitsverteilungen des Gesamtfehlers bei der Messung des Fahrzeugniveaus mit einem Prototyp des Sensorlagers unter realen Bedingungen zeigen, dass trotz der Überlagerung diverser Fehlereinflüsse, außer bei extrem hoher dynamischer Beanspruchung des Fahrwerks, den in Abschnitt 2.1 gestellten Anforderungen hinsichtlich der Messgenauigkeit Rechnung getragen werden kann. Durch eine Reduktion der fertigungsbedingten Toleranzen des Magnetfeldverlaufs innerhalb des Permanentmagnetings sowie durch eine Optimierung der Achskinematik zur Verminderung der torsionalen Sensorlagerverformung, welche aufgrund horizontaler Radkräfte entsteht, lässt sich die Messgenauigkeit voraussichtlich aber noch signifikant verbessern.

6.5 Signalauflösung und vertikale Radgeschwindigkeit

Neben der vertikalen Radposition soll mit den AMR-Sensoren des Sensorlagers gemäß den Anforderungen aus Abschnitt 2.1 auch die vertikale Radgeschwindigkeit ermittelt werden.

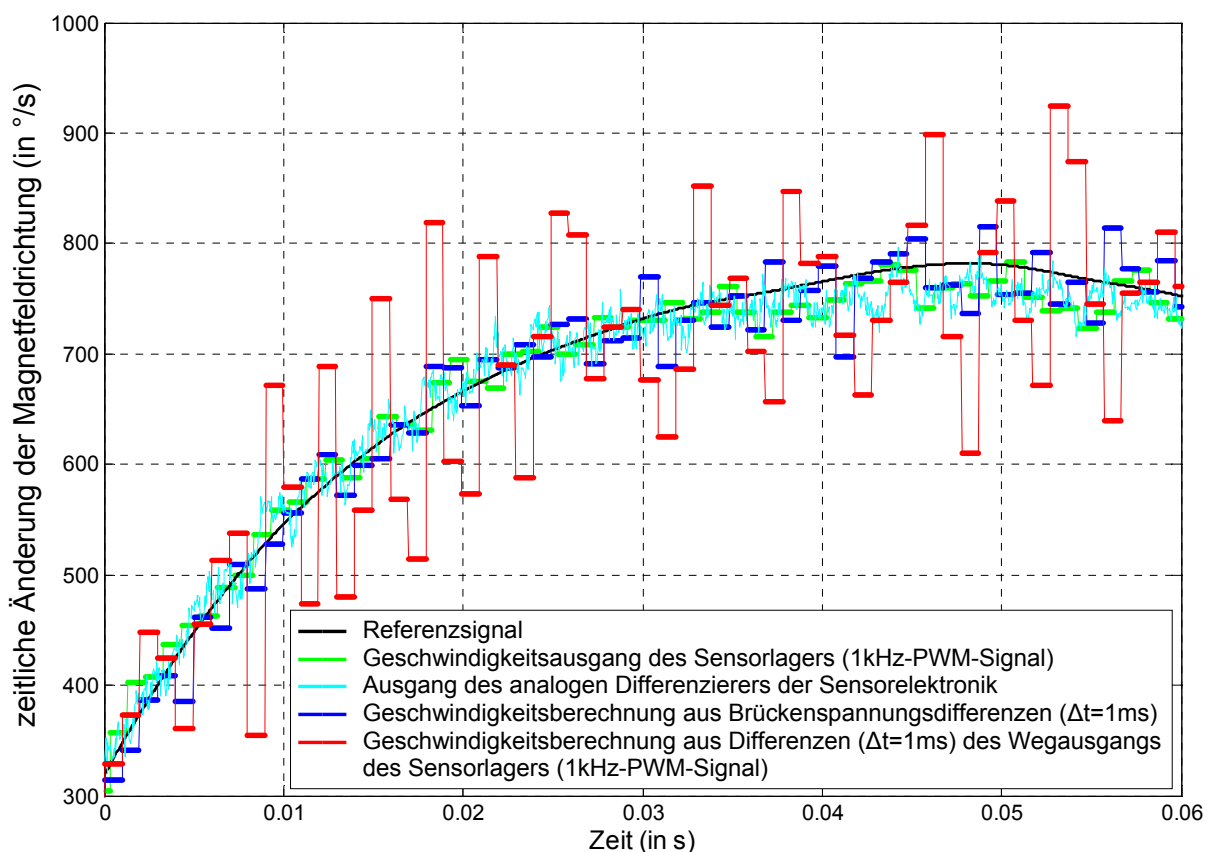


Abbildung 6.8 Auflösung verschiedenartig gewonnener Geschwindigkeitssignale

Abbildung 6.8 zeigt einen Ausschnitt aus einem zeitlichen Verlauf von verschiedenartig aus den Brückenspannungen eines AMR-Sensors des Sensorlagers ermittelten Signalen, welche

jeweils die zeitliche Änderung des mit dem Sensor erfassten Magnetfeldrichtungswinkels abbilden. Letzterer ist proportional zur gesuchten vertikalen Radgeschwindigkeit. Der Proportionalitätsfaktor entspricht dem Quotienten aus der von der Achskinematik abhängigen Übersetzung zwischen Sensorlagertorsionswinkel und vertikalem Radweg von $6,03\text{mm}/^\circ$ (siehe Abschnitt 6.1) und der effektiv im Bereich des AMR-Sensors wirksamen Polpaarzahl des Permanentmagnetings des Sensorlagers von etwa $p = 3,66$ (siehe Abbildung 4.14 aus Abschnitt 4.3.6 auf Seite 85) und beträgt ca. $1,65\text{mm}/^\circ$. Die Messdaten wurden mit dem im Anhang A.1 in Abbildung A.2 auf Seite 126 dargestellten Messaufbau, bei einer zyklischen torsionalen Auslenkung des AMR-Sensors unter Verwendung der Kurbelschwinge und einer Feldstärke von 28kA/m gewonnen.

Grundsätzlich gilt: Je geringer der Zeitverzug bei der Ermittlung der Geschwindigkeit aus einem Wegsignal ist, desto höher muss die Auflösung des Wegsignals sein, um die gleiche Qualität des Geschwindigkeitssignals zu erreichen. Im Abschnitt 5.1 wurde bereits erörtert, dass die Auflösung des im Sensorlager aus Kostengründen verwendeten 10-Bit-Analog/Digital-Wandlers nicht ausreichend ist, um mit einer Signallaufzeit von maximal einer Millisekunde aus den verstärkten und digitalisierten Brückenspannungen des AMR-Sensors die vertikale Radgeschwindigkeit mit annähernd ausreichender in Abschnitt 2.1 geforderter Qualität zu gewinnen. Das bestätigt der Verlauf der *roten* Kurve in Abbildung 6.8, welche die Winkelgeschwindigkeit darstellt, die sich anhand jeder Änderung der im Sensorlager pro Millisekunde einmal ermittelten Lagertorsion berechnet. Die Hauptursache für deren geringe Auflösung von etwa $500^\circ/\text{s}$, was mehr als $0,8\text{m/s}$ vertikaler Radgeschwindigkeit entspricht, liegt im differentiellen Fehler des Analog/Digital-Wandlers. Dieser ist mit $\pm 1,9$ LSB spezifiziert. Bei einem Signalhub der verstärkten Brückenspannungen von $\pm 2\text{V}$ und einem Eingangsspannungsbereich des Analog/Digital-Wandlers von 5V beträgt der daraus resultierende differentielle Fehler des Magnetfeldrichtungswinkels bis zu $\pm 0,19^\circ$ [56]:

$$\frac{\pm 1,9\text{LSB}}{\pm 2\text{V}/5\text{V} \cdot 2^{10}} \cdot \frac{360^\circ/2}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} = \pm 0,19^\circ \Rightarrow \frac{2 \cdot 0,19^\circ}{1\text{ms}} = 380^\circ/\text{s} \quad (\hat{=} 0,63\text{m/s}) \quad (122)$$

Das gilt für den ungünstigsten Fall, in dem die von der erfassten Magnetfeldrichtung abhängigen Beträge der Brückenspannungen gleich groß sind. Der Fehler reduziert sich maximal um den Faktor $\sqrt{2}$, wenn eine Brückenspannung gleich null ist. Erfolgt jede Millisekunde die Berechnung der Winkelgeschwindigkeit, so wird deren Auflösung durch den differentiellen Fehler des Analog/Digital-Wandlers bereits auf etwa $380^\circ/\text{s}$ begrenzt, was ca. $0,63\text{m/s}$ vertikaler Radgeschwindigkeit und damit drei Vierteln der auf diesem Wege erreichten Gesamtauflösung entspricht (siehe Gleichung 122).

Einen weitaus geringeren, aber nicht vernachlässigbaren Einfluss auf die schlechte Signalauflösung der roten Kurve hat der unerwartet hohe Rauschpegel der Brückenspannungen der AMR-Sensoren. Das zeigt auch die *blaue* Kurve von Abbildung 6.8, die analog zur roten entsteht, wenn die Berechnung der Winkelgeschwindigkeit nicht auf der Basis der verstärkten und mit einer Breite von 10 Bit diskretisierten Signale, sondern anhand der mit einer Breite von 16 Bit diskretisierten unverstärkten Brückenspannungen erfolgt. Die Signalauflösung beträgt bei der blauen Kurve etwa $150^\circ/\text{s}$, was einer vertikalen Radgeschwindigkeit von etwa $0,25\text{m/s}$ entspricht. Die Brückenspannungen des AMR-Sensors weisen im Gegensatz zur

restlichen Sensorelektronik mit maximal $\pm 50\text{mV}$ vergleichsweise geringe Signalpegel auf. Sie reagieren daher sowohl bei Labormessungen, vor allem jedoch im Fahrzeug sehr empfindlich auf elektromagnetische Störungen, deren Ursachen wahrscheinlich sowohl innerhalb, aber auch außerhalb der Sensorelektronik liegen. So zeigte sich bei den Messungen im Fahrzeug, dass eine Optimierung der Schaltung und des Layouts der Sensorelektronik nach Gesichtspunkten der elektromagnetischen Verträglichkeit zwingend erforderlich ist, um die in Abschnitt 2.1 geforderte Auflösung des Geschwindigkeitssignals erreichen zu können.

Durch die Tiefpassfilterung bei der Verstärkung und Differenzierung der Brückenspannungen innerhalb der analogen Sensorelektronik verbessert sich die Auflösung der Winkelgeschwindigkeit moderat auf knapp $100^\circ/\text{s}$. Dieser Wert entspricht einer vertikalen Radgeschwindigkeit von etwa $0,16\text{m/s}$. Das zeigt auch der *türkis* dargestellte Verlauf der Winkelgeschwindigkeit, der sich analog zur blauen Kurve jedoch unmittelbar aus den Ausgangsspannungen der analogen Differenzierer ergibt.

Die analoge Sensorelektronik ist gemäß Abschnitt 5.2 so dimensioniert, dass der Ausgang jedes Differenzierers eine Empfindlichkeit von etwa $350\text{mV}/\text{Vs}^{-1}$ gegenüber Änderungen der jeweiligen Brückenspannung aufweist. Liegen die Brückenspannungen in einem Bereich von $\pm 50\text{mV}$, so lassen sich zeitliche Änderungen des Magnetfeldrichtungswinkels bei einem maximal digitalisierbarem Signalhub von $\pm 2,5\text{V}$ erfassen, die innerhalb von $\pm 4100^\circ/\text{s}$ liegen:

$$\frac{\pm 2,5\text{V}}{\pm 50\text{mV} \cdot 350\text{mV}/\text{Vs}^{-1}} \cdot \frac{360^\circ/2}{2 \cdot \pi} = \pm 4100^\circ/\text{s} \quad (\hat{=} \pm 6,8\text{m/s}) \quad (123)$$

Das ist äquivalent zu einer vertikalen Radgeschwindigkeit von ca. $\pm 6,8\text{m/s}$, was in der Praxis völlig hinreichend ist.

Durch die Differenzierung des Signals vor dessen Diskretisierung reduziert sich der Einfluss des $\pm 1,9$ LSB betragenden differenziellen Fehlers des 10-Bit-Analog/Digital-Wandlers auf die Signalauflösung im ungünstigsten Fall von ca. $380^\circ/\text{s}$ auf etwa $43^\circ/\text{s}$:

$$\frac{\pm 1,9\text{LSB}}{\pm 2,5\text{V}/5\text{V} \cdot 2^{10}} \cdot \pm 4100^\circ/\text{s} \cdot \sqrt{2} = \underline{\underline{\pm 21,5^\circ/\text{s}}} \Rightarrow 2 \cdot 21,5^\circ/\text{s} = 43^\circ/\text{s} \quad (\hat{=} 0,07\text{m/s}) \quad (124)$$

Der negative Einfluss des differenziellen Fehlers des Analog/Digital-Wandlers auf die Auflösung des in Abbildung 6.8 *grün* dargestellten digitalisierten Geschwindigkeitssignals ist mit etwa $0,07\text{m/s}$ (siehe Gleichung 124) so gering, dass allein dank der einmal pro Millisekunde durchgeführten Bildung des Mittelwertes aus jeweils vier diskretisierten Wertepaaren die gleiche Auflösung wie am Ausgang der analogen Differenzierer (*türkise* Kurve) erreicht wird. Über eine Reduktion des mit $\pm 6,8\text{m/s}$ sehr großzügig gewählten Messbereichs mittels einer Erhöhung des von der Dimensionierung des analogen Differenzierers abhängigen Verstärkungsfaktors von derzeit etwa $350\text{mV}/\text{Vs}^{-1}$ kann die Auflösung weiter verbessert werden.

7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Dissertation wurde gezeigt, in welcher Art und Weise eine Integration eines Fahrzeugniveausensors in ein Gummi-Metall-Lager eines Pkw-Fahrwerklenkers erfolgreich realisierbar ist. Mit einem solchen Sensorlager wird zur Ermittlung des Fahrzeugniveaus eine dem vertikalen Radweg annähernd proportionale Größe messtechnisch erfasst. Es handelt sich dabei um die Torsion des Sensorlagers um dessen Rotationsachse. Gemäß Abschnitt 3.2 erweist sich dafür die Verwendung eines oder mehrerer anisotroper magnetoresistiver (AMR) Sensoren in Kombination mit einem Permanentmagneten derzeit als besonders geeignet. Aufgrund der gegenwärtigen Entwicklungsaktivitäten kann in Zukunft die Verwendung von giant magnetoresistiven (GMR) Sensoren anstelle von AMR-Sensoren von Vorteil sein.

Im hier untersuchten und optimierten Prototypen eines Sensorlagers, welcher größtenteils von der *ZF Lemförder Fahrwerktechnik GmbH & Co. KG* konstruiert und aufgebaut wurde, sind zwei AMR-Sensoren im Lagerkern und ein Permanentmagnetring auf der Innenseite der äußeren Lagerhülse eines Gummi-Metall-Lagers angeordnet. Die in Abschnitt 3.4 vorgestellte Konstruktion des Sensorlagers erlaubt die Erfassung des Fahrzeugniveaus ohne gleichzeitig die Lebensdauer des Gummilagers negativ zu beeinflussen, da aufgrund der Integration der Sensorik in das Gummilager quasi kein zusätzlicher Verschleiß hervorgerufen wird. In diesem Punkt besteht ein wesentlicher Vorteil gegenüber den marktbeherrschenden Fahrzeugniveausensoren, welche verschleißbehaftete Kugelgelenke besitzen. Weitere Vorteile ergeben sich hinsichtlich des vergleichsweise vor mechanischen und chemischen Umwelteinflüssen geschützten Einbauorts von Gummi-Metall-Lagern, des kleineren Bau-raums sowie des geringeren Aufwands für Montage und Logistik aufgrund der Integration der Sensorik in ein bereits vorhandenes Bauteil.

Besitzt das Lager mindestens eine Zwischenhülse, sollte aus konstruktiver Sicht alternativ zukünftig auch in Betracht gezogen werden, die Zwischenhülse mit dem geringsten Durchmesser durch den Permanentmagnetring zu ersetzen. Das ist voraussichtlich ohne Einschränkung der mechanischen Eigenschaften des Lagers und ohne wesentliche Änderung des Herstellungsprozesses möglich. Bei geeigneten geometrischen Abmessungen des Lagers lässt sich die an den AMR-Sensoren mindestens erforderliche Magnetfeldstärke voraussichtlich erreichen, ohne dass eine Modifikation der Abmessungen der zu magnetisierenden Zwischenhülse notwendig ist. Das wird durch den vergleichsweise geringen Abstand zwischen dem Magnetring und dem oder den Sensoren erheblich begünstigt. Auf diese Weise wird auch die feldschwächende Wirkung der erhöhten Polpaarzahl des Permanentmagnetrings ausgeglichen. Letztere ist notwendig, da eine Zwischenhülse bei gleicher Lagerverformung prinzipiell mit einem wesentlich geringern Betrag um den Lagerkern rotiert als die äußere Lagerhülse. Gegenüber der in Abschnitt 3.4 vorgestellten Lagerkonstruktion hätte die Magnetisierung einer Zwischenhülse den wesentlichen Vorteil, dass kinematisch gleichartige Gummilager mit und ohne Sensorik einfacher zueinander geometrisch kompatibel gestaltet werden können. Das ist besonders bei Fahrzeugmodellen von erheblichen Interesse, bei denen der Grad der Ausstattung mit Fahrzeugniveausensoren nur wenige

Prozent beträgt, weshalb keine mit nennenswerten Zusatzkosten verbundenen Änderungen der sensorfreien Gummilager vertretbar sind.

Eine wesentliche Voraussetzung für die Akzeptanz jeder Neuentwicklung von Fahrzeug-niveausensoren liegt in einer mit Seriensensoren vergleichbaren Sensorperformance. Diese wird beim Sensorlager neben der Wahl einer geeigneten Lagergeometrie und hochwertiger Sensorelemente im Wesentlichen durch die Ausprägung des Magnetfeldes des Permanentmagnetings bestimmt. Aus diesem Grund liegt der im Kapitel 4 behandelte Schwerpunkt dieser Dissertation in der Optimierung dieses Magnetfeldes.

Auf der Basis verschiedener Ansätze wurden auf analytischem Weg mehrere Magnetfeldformen ermittelt, die die gewünschten Eigenschaften in jeweils unterschiedlicher Wichtung außerordentlich gut erfüllen. Als besonders geeigneter Kompromiss erweist sich das im Abschnitt 4.3 hergeleitete und diskutierte Magnetfeld, welches innerhalb des Permanentmagnetings radiale Isoklinen aufweist. Diese Aussage gilt hinsichtlich der Signallinearität, der Unempfindlichkeit gegenüber störenden Lagerverformungen, des in Sensornähe erreichbaren Betrages der Magnetfeldstärke und der Herstellbarkeit der dazu erforderlichen Magnetisierung des Magnetings.

Dieses Magnetfeld erlaubt theoretisch eine linearitätsfehlerfreie Messung der Sensorlagertorsion mit einem oder optional mehreren AMR-Sensoren. Aufgrund der vielfältigen gezielt geforderten Symmetrien im Feldverlauf wird jener durch die ferromagnetische Lager-schraube nur in unmittelbarer Umgebung deren Oberfläche und damit nicht im Bereich der AMR-Sensoren in einem wesentlichen Ausmaß negativ beeinflusst.

Für den Prozess der Aufmagnetisierung des Permanentmagnetings wurde ein geeignetes Magnetfeld ermittelt und damit gleichzeitig die Existenz eines solchen und somit die Herstellbarkeit des Magneten nachgewiesen. Bei der Verwendung eines Permanentmagnetings mit dieser Magnetisierung ist das Gebiet außerhalb des Permanentmagnets feldfrei. Deshalb wird die im Idealfall feldverstärkende Wirkung des magnetischen Rückschlusses über eine gegebenenfalls ferromagnetische äußere Lagerhülse nicht genutzt. Demzufolge wird an den AMR-Sensoren der maximal mögliche Betrag der Magnetfeldstärke bei der in Abschnitt 3.4 beschriebenen Bauform des Sensorlagers nicht vollends erreicht. Es handelt sich jedoch dabei um die geeignetste Magnetisierung, um innerhalb des Magnetings das gewünschte Magnetfeld mit radialen Isoklinen bei einer Verwendung des Permanentmagnetings als Lagerzwischenhülse zu erhalten. Bei beiden konstruktiven Varianten lässt sich im Sensorbereich der erforderliche, bei einer reinen Lagertorsion sogar konstante Betrag der Magnetfeldstärke trotz vergleichsweise geringer Remanenzflussdichte des aufgrund der herstellungsbedingt erforderlichen mechanischen Eigenschaften gewählten Magnetmaterials erreichen. So ist bei einem Sensorlager, das als Prototyp für eine Vierlenker-Hinterachse eines Pkws aufgebaut wurde, im Permanentmagnet eine Magnetisierung von nur 0,28T ausreichend, um an dem oder den AMR-Sensoren die gewünschte Mindestfeldstärke von 30kA/m zu gewährleisten.

Der innerhalb des Permanentmagnetings radiale Verlauf der Isoklinen des plansymmetrischen Magnetfeldes bietet einerseits aus konstruktiver Sicht Vorteile, da diverse Abmessungen und Positionen der Bauteile des Sensorlagers ohne Änderung des Magnetfeldes variiert

werden können. Deshalb lassen sich kundenspezifische Anpassungen kostengünstiger und vor allem schneller gestalten. Andererseits erlaubt dieser Feldverlauf bei geeigneter Platzierung des oder der AMR-Sensoren eine gegenüber störenden Lagerverformungen und herstellungsbedingter mechanischer Toleranzen weitgehend unempfindliche und damit robuste Messung der Lagertorsion. So variiert die Magnetfeldrichtung, welche als Maß für die Größe der Lagertorsion von den AMR-Sensoren erfasst wird, in Sensorumgebung sogar bei gleichzeitigem Auftreten translatorischer und kardanischer Sensorlagerverformungen nur geringfügig.

Neben dem Magnetfelddesign ist auch die Betrachtung der im Prototypen eingesetzten Sensorelektronik einschließlich der wesentlichen im Mikrocontroller verwendeten Softwarealgorithmen ein wichtiger Bestandteil dieser Arbeit. Der in Abschnitt 5.2 vorgestellte analoge Schaltungsteil umfasst neben der Verstärkung auch die Differenzierung der Brückenspannungen der AMR-Sensoren. Letztere ist zum Erreichen der gewünschten Signalauflösung hinsichtlich der vertikalen Radgeschwindigkeit notwendig, da die Bitbreite des nachfolgenden Analog/Digital-Wandlers aus Kostengründen optimaler Weise 12 Bit, im Prototyp aufgrund der Verfügbarkeit geeigneter Modelle sogar nur 10 Bit, beträgt. Verstärker und Differenzierer sind jeweils als Tschebyscheff-Filter ausgelegt, um Aliasingeffekte bei der Analog/Digital-Wandlung unter Beachtung der zulässigen Signallaufzeiten weitgehend zu vermeiden.

Die Ermittlung der vertikalen Radposition und Radgeschwindigkeit erfolgt anhand der vorverstärkten bzw. zeitlich differenzierten Sensorbrückenspannungen im Anschluss an deren Digitalisierung prototypisch mit einem Mikrocontroller. Für die dafür notwendige Berechnung der atan2 -Funktion werden im Abschnitt 5.3 zwei Algorithmen verglichen. Die Verwendung einer Lookup-Table erlaubt eine schnelle und hinsichtlich des Funktionsverlaufs in gewissen Grenzen sogar leicht modifizierbare, jedoch besonders bei hoher Auflösung sehr speicherintensive Ergebnisfindung. Der CORDIC-Algorithmus hingegen ermöglicht eine beliebig exakte Berechnung der atan2 -Funktion über einfachste Rechenoperationen bei geringem Speicheraufwand. Die vergleichsweise lange Rechenzeit kann durch die Integration des Algorithmus in einen ASIC drastisch reduziert werden. Die Wahl der geeigneteren Berechnungsmethode hängt von der verwendeten Hardware und der gewünschten Genauigkeit ab.

Anhand der Ein- und Ausgangssignale des Mikrocontrollers kann dessen Funktionalität bei geringem Aufwand durch eine umfangreiche Diagnose der AMR-Sensoren ergänzt werden, was hinsichtlich der Funktionssicherheit dieses Sensors von Vorteil ist.

Die Realisierbarkeit einer qualitativ hochwertigen Messung des Fahrzeugniveaus mit einer in ein Gummi-Metall-Lager eines Pkw-Fahrwerklenkers integrierten Sensorik bestehend aus Permanentmagnetring, AMR-Sensoren und Sensorelektronik konnte anhand eines Prototyps erfolgreich nachgewiesen werden. Dazu wurden im Labor, auf einem Halbachsprüfstand und im Fahrzeug mittels eines Achskinematikprüfstands und durch Messfahrten diverse Untersuchungen am Prototyp des Sensorlagers oder seinen Komponenten durchgeführt.

Bei Messungen im Fahrzeug zeigte sich einerseits, dass ein Fehler aufgrund von horizontalen Radkräften, insbesondere Radseitenkräften, entsteht, der im Extremfall insgesamt mehr als $\pm 3\text{mm}$ bezogen auf den vertikalen Radweg beträgt. Diese Abweichung wird jedoch nur zum geringen Teil durch translatorische und kardanische Sensorlagerverformungen, sondern

vorwiegend durch Verformungen innerhalb des Fahrwerks hervorgerufen, welche zu einer Änderung der Sensorlagertorsion trotz konstanter vertikaler Radposition führen. Eine solche Art des Messfehlers kann nur durch eine ohne Sensorlager bisher nicht notwendige Optimierung der Achskinematik, insbesondere der mechanischen Aufnahme des Sensorlagers, reduziert werden.

In den Messergebnissen lässt sich andererseits ein Fehler bei der Messung des vertikalen Radwegs mit einem Betrag von zum Teil über 2mm beobachten, dessen Größe ausschließlich von der vertikalen Position des Rades abhängt. Er wird im Wesentlichen durch Toleranzen bei der Fertigung des Permanentmagnetrings hervorgerufen und lässt sich demnach durch eine Verbesserung des Herstellungsprozesses in Zukunft eliminieren. Ein vergleichbarer Fehler lässt sich aufgrund eines Temperaturdrifts der Offsets der Brückenspannungen der im Sensorlagerprototyp verwendeten AMR-Sensoren beobachten. Dessen Größe variiert zwischen den Exemplaren der AMR-Sensoren erheblich und muss zukünftig durch den Sensorherstellungsprozess signifikant reduziert oder über die Sensorelektronik in Abhängigkeit von der Temperatur kompensiert werden. Die Sensortemperatur kann bei nahezu konstanter Feldstärke gemäß Abschnitt 3.3 voraussichtlich aus der Höhe der Sensorsignalpegel gewonnen werden.

Bei Messungen im Labor aber vor allem im Fahrzeug zeigen sich außerdem erhebliche Schwächen in Design und Layout des analogen Teils der Sensorelektronik des Sensorlagerprototyps bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit gegenüber externen sowie sensorinternen Störquellen. Ohne eine zukünftige Optimierung der Sensorelektronik hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit ergibt sich keine signifikante, jedoch notwendige Erhöhung der Signalauflösung der vertikalen Radgeschwindigkeit auf Basis einer analogen Differenzierung der Brückenspannungen.

Die Ergebnisse der umfangreichen Untersuchungen des Sensorlagerprototyps belegen, dass mit dem hier vorgestellten Sensorkonzept eine Performance erreichbar ist, die mit hochwertigen, optimal im Fahrwerk platzierten Seriensensoren vergleichbar ist. Auf diesem Konzept basierende Sensoren eignen sich demnach hervorragend, um bei unverändert hoher Sensorperformance wesentliche Nachteile der in Serienfahrzeugen verwendeten Fahrzeugniveausensoren mit Kugelgelenken zu vermeiden. Somit besitzen kostengünstig in ein Gummi-Metall-Lager eines Fahrwerkslenkers integrierte Fahrzeugniveausensoren in der Zukunft ein hohes Potenzial für einen erfolgreichen Einsatz in Serienfahrzeugen.

Anhang

A.1 Messaufbauten

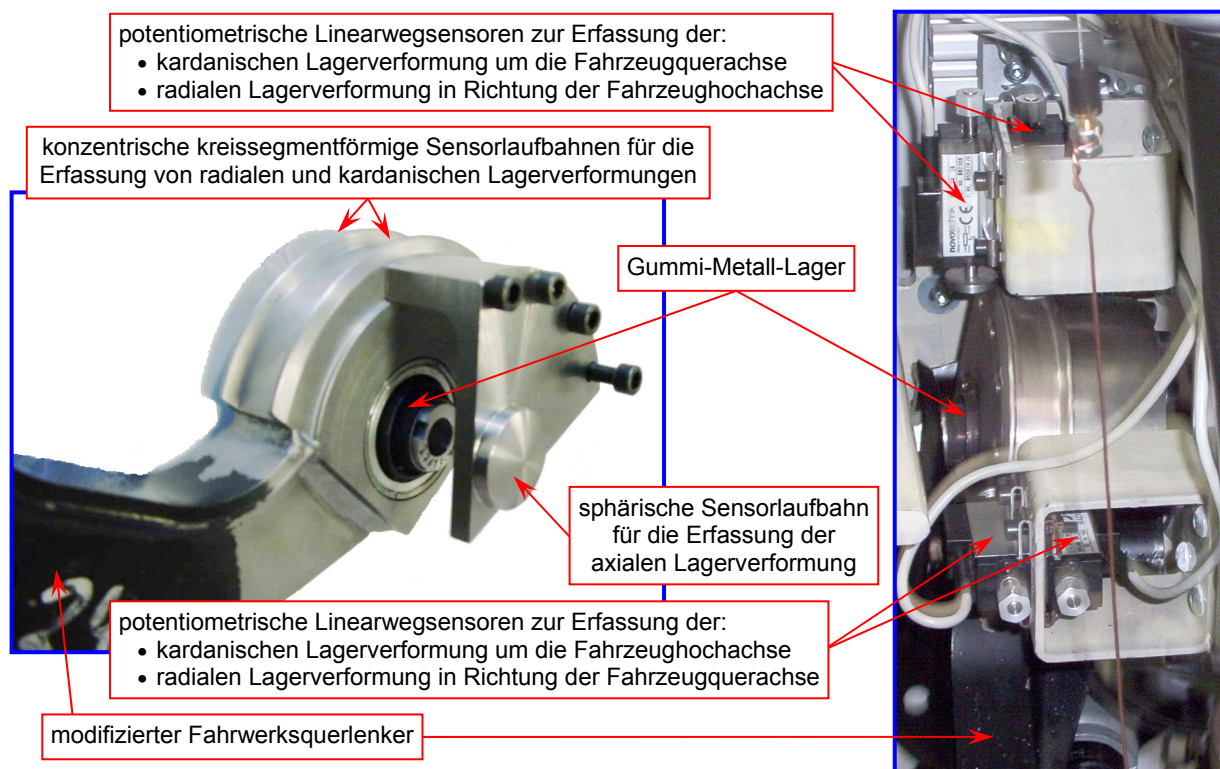


Abbildung A.1 Lagerverformungsermittlung auf dynamischem Halbachsprüfstand

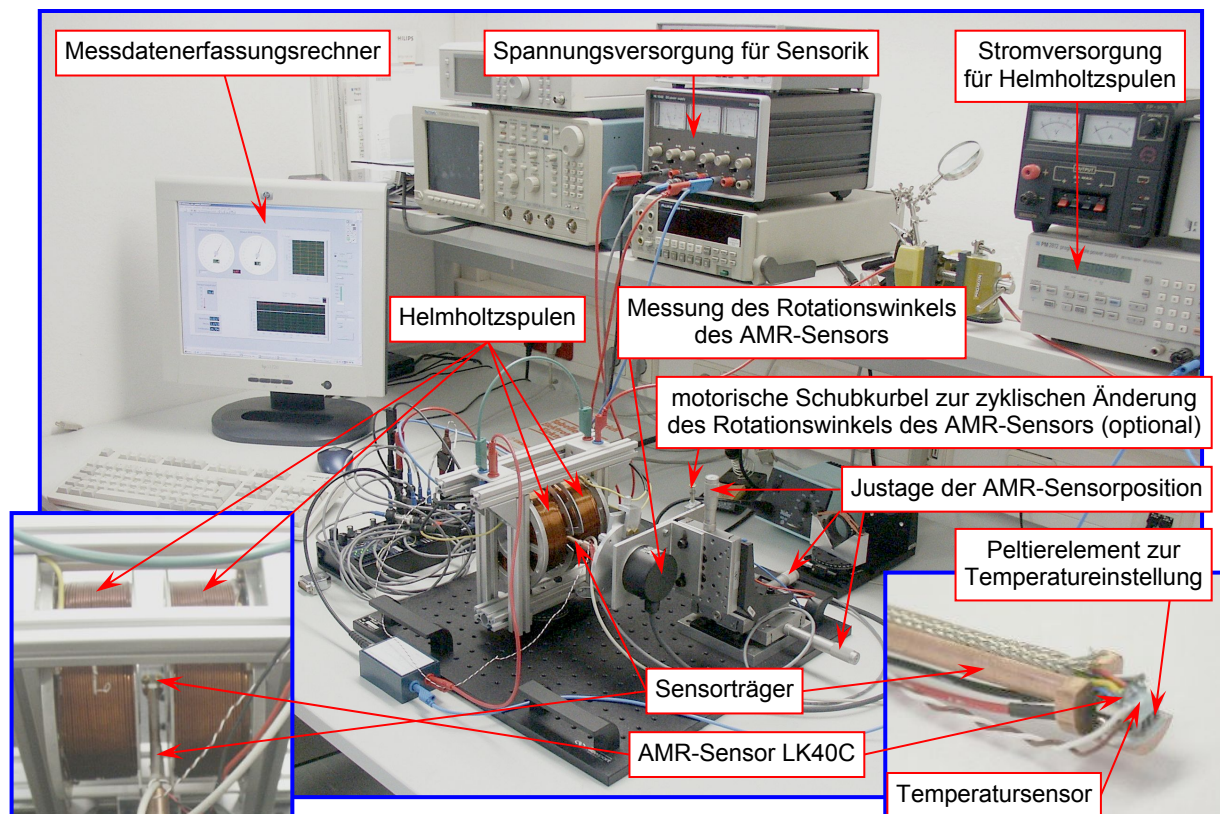


Abbildung A.2 Versuchsaufbau zur Vermessung des AMR-Sensors *SENSiTEC* LK40C

Abbildung A.1 zeigt einerseits einen Fahrwerkslenker, der für eine Messung der kardani-schen, radialen und axialen Verformung eines seiner Gummi-Metall-Lager unter Verwendung eines dynamischen Halbachsprüfstands modifiziert wurde. Andererseits sind Teile der Sensorik des dafür verwendeten und in [57] dokumentierten Messaufbaus dargestellt. Die Messung der Lagerverformungen unter realitätsnahen Fahrwerksanregungen dient der Optimierung des Designs des in dieses Lager zu integrierenden und anschließend in einem Versuchsfahrzeug zu validierenden Prototyps eines Fahrzeugniveausensors.

In den anderen drei Abbildungen ist ein labortechnischer Messaufbau in verschiedenen Konfigurationen dargestellt, der zur Untersuchung der Komponenten des Sensorlagerproto-typs, welche der Erzeugung oder Erfassung des Magnetfeldes dienen, aber auch deren Zusammenspiels unter realitätsnahen Bedingungen entwickelt wurde [58].

In **Abbildung A.2** ist eine Variante des Messaufbaus zur Untersuchung diverser Eigenschaf-ten von Magnetfeldsensoren dargestellt, wie beispielsweise des im Sensorlager verwendeten AMR-Sensors des Typs LK40C von *SENSiTEC*. Diese Konfiguration erlaubt die Bestimmung der Sensoreigenschaften unter gezielter Variation von Stärke und Richtung des Magnet-feldes sowie der Sensortemperatur.

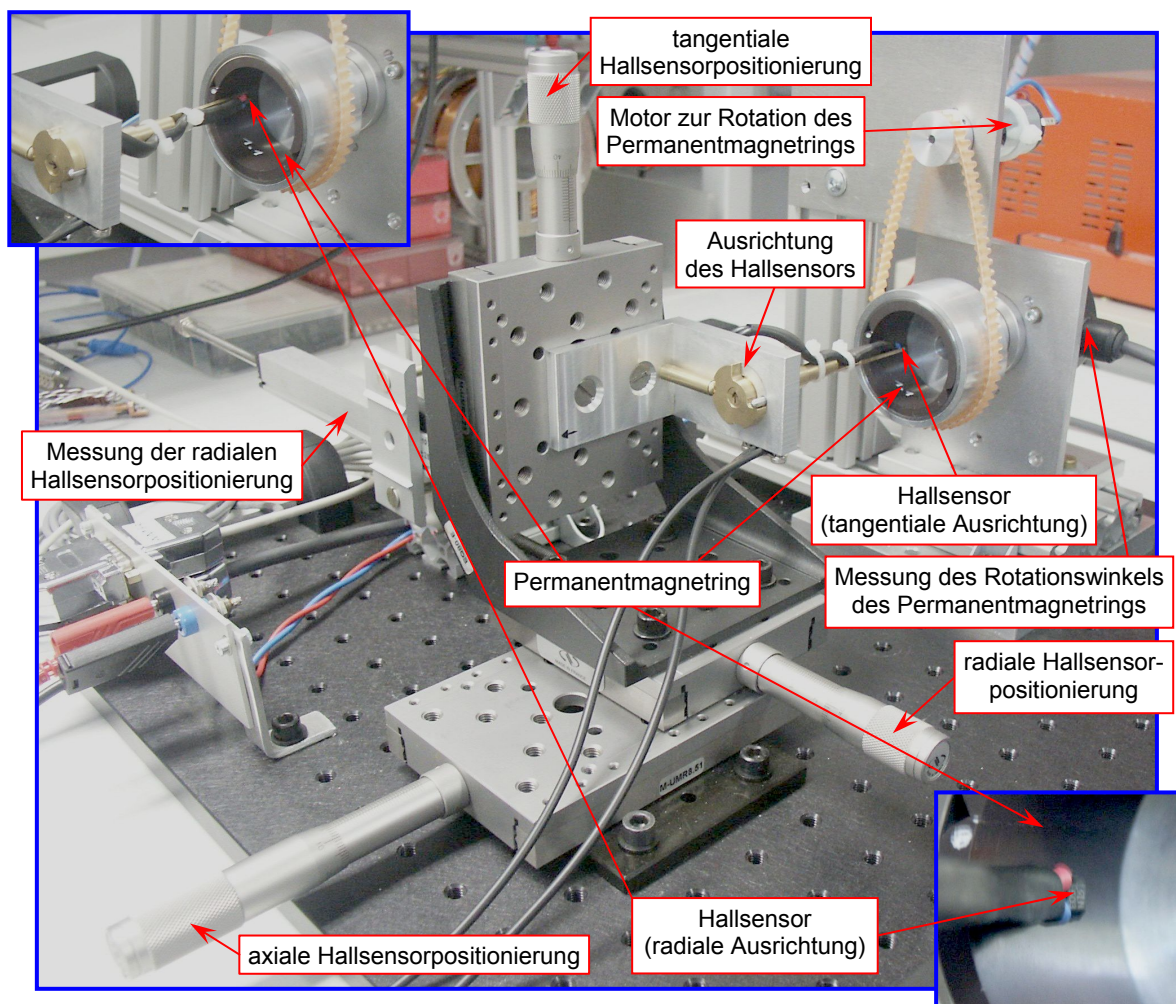


Abbildung A.3 Versuchsaufbau zur Vermessung des Permanentmagnetrings

Eine andere Modifikation dieses Versuchsaufbaus zeigt **Abbildung A.3**. Diese dient zur Vermessung von Stärke und Verlauf des vom Permanentmagnetring des Sensorlagers in dessen Innenraum hervorgerufenen Magnetfeldes. Dafür werden mit einem zuvor mit Hilfe der Helmholtzspulen aus Abbildung A.2 kalibrierten Hallsensor nacheinander die radiale und die tangentielle Komponente des Magnetfeldes für eine Vielzahl radialer, axialer und tangentialer Sensorpositionen messtechnisch erfasst und ausgewertet.

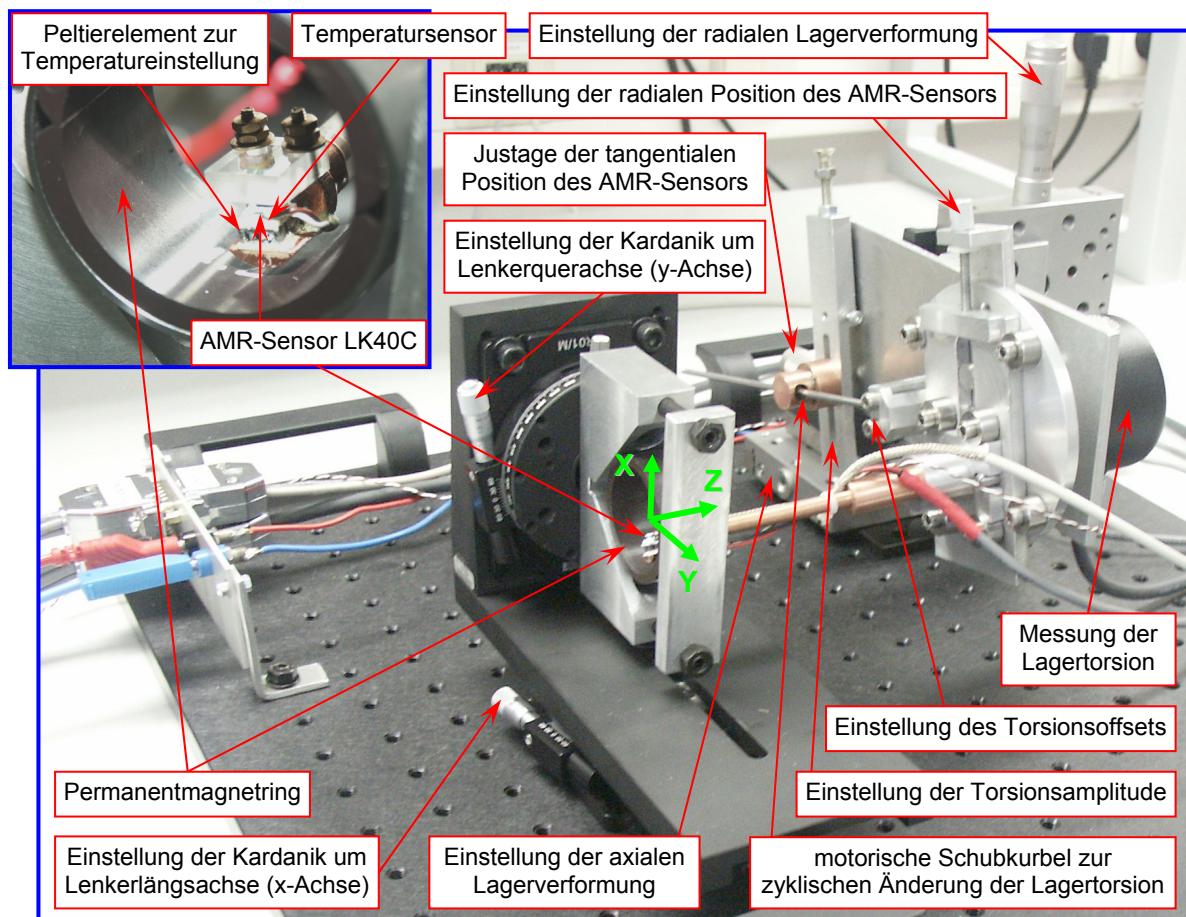


Abbildung A.4 Vermessung des AMR-Sensors LK40C im Permanentmagnetring

In **Abbildung A.4** ist eine weitere Variante des universellen Messaufbaus dargestellt, mit der das Zusammenspiel von AMR-Sensor und Permanentmagnetring untersucht werden kann, wie es bei typischen Verformungen des Sensorlagers auftritt. Dazu lassen sich Sensor und Magnetring hinsichtlich deren axialer und radialer Position sowie torsionaler und kardanischer Ausrichtung in realitätsnahen Grenzen frei zueinander positionieren.

A.2 Koordinatensysteme und Funktion atan2

Zwischen den kartesischen Koordinaten x , y und z und den Zylinderkoordinaten r , ϕ und z besteht folgender Zusammenhang:

$$x = r \cdot \cos(\phi) \quad \text{und} \quad y = r \cdot \sin(\phi) \quad \Leftrightarrow \quad r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \text{und} \quad \tan \phi = \frac{y}{x} \quad (125)$$

Zur Berechnung des Winkels ϕ aus den Koordinaten y und x wird folgende Funktion definiert, welche an den Singularitätsstellen die entsprechenden Grenzwerte annehmen soll:

$$\phi = \text{atan2}\left(\frac{y}{x}\right) := \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{|y|} \cdot \left(1 - \frac{x}{|x|}\right) \quad \Rightarrow \quad \tan \phi = \frac{y}{x} \quad (126)$$

A.3 Berechnung der Fourierkoeffizienten des optimalen rotationssymmetrischen Magnetfeldes

Zu Berechnung der Fourierkoeffizienten \tilde{K}_q aus Gleichung 60 ist folgendes Integral zu lösen (vergleiche Gleichung 61):

$$\tilde{K}_q = -\frac{4p}{\pi} \cdot \int_{u \cdot \frac{\pi}{2p}}^{u \cdot \frac{\pi}{2p} + \frac{\pi}{2p}} \left[K \cdot \sin\left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) + p \cdot \left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \cdot \sin\left[2p \cdot q \cdot \tilde{\phi}_s\right] \right] d\tilde{\phi}_s \quad (127)$$

...Parameter p , q , u und K sind unabhängig von $\tilde{\phi}_s$; $p, q \in \mathbb{N}$; $u \in \mathbb{Z}$

Zur Berechnung wird das Integral in zwei Teilintegrale von nachstehender Form aufgeteilt:

$$\begin{aligned} \tilde{K}_q = & -\frac{4pK}{\pi} \cdot \int_{u \cdot \frac{\pi}{2p}}^{u \cdot \frac{\pi}{2p} + \frac{\pi}{2p}} \sin\left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \cdot \sin\left[2p \cdot q \cdot \tilde{\phi}_s\right] d\tilde{\phi}_s \\ & - \frac{4p^2}{\pi} \cdot \int_{u \cdot \frac{\pi}{2p}}^{u \cdot \frac{\pi}{2p} + \frac{\pi}{2p}} \left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \cdot \sin\left[2p \cdot q \cdot \tilde{\phi}_s\right] d\tilde{\phi}_s \end{aligned} \quad (128)$$

Zur Bestimmung des ersten Teilintegrals wird zunächst in folgender Nebenrechnung das unbestimmte Integral $W_1(\tilde{\phi}_s)$ mit Hilfe der Additionstheoreme für Winkelfunktionen berechnet:

$$\begin{aligned}
 W_1(\tilde{\phi}_s) &:= \int \sin\left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \cdot \sin[2pq\tilde{\phi}_s] d\tilde{\phi}_s \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \int \cos\left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p} - 2pq\tilde{\phi}_s\right) d\tilde{\phi}_s - \frac{1}{2} \cdot \int \cos\left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p} + 2pq\tilde{\phi}_s\right) d\tilde{\phi}_s \quad (129) \\
 &= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin\left[\tilde{\phi}_s \cdot (1-2pq) - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right]}{1-2pq} - \frac{\sin\left[\tilde{\phi}_s \cdot (1+2pq) - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right]}{1+2pq} \right]
 \end{aligned}$$

Das Einsetzen der Integrationsgrenzen aus Gleichung 128 ergibt mit der Beziehung

$$\sin\left(\frac{\pi}{2p} \pm \pi q(u+1)\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2p}\right) \cdot \cos(\pi q(u+1)) \pm \underbrace{\cos\left(\frac{\pi}{2p}\right) \cdot \sin(\pi q(u+1))}_{=0} \quad (130)$$

folgendes Ergebnis:

$$\begin{aligned}
 W_1\left((u+1) \cdot \frac{\pi}{2p}\right) - W_1\left(u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) &= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin\left[\frac{\pi}{2p}(\mu' + 1 - 2pq \cdot (u+1) - \mu')\right] - \overbrace{\sin[-\pi u q]}^{=0}}{1-2pq} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{\sin\left[\frac{\pi}{2p}(\mu' + 1 + 2pq \cdot (u+1) - \mu')\right] - \overbrace{\sin[\pi u q]}^{=0}}{1+2pq} \right] \quad (131) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2p}\right) \cdot \cos(\pi q(u+1)) \cdot \left[\frac{1}{1-2pq} - \frac{1}{1+2pq} \right]
 \end{aligned}$$

In analoger Vorgehensweise wird zur Bestimmung des zweiten Teilintegrals von Gleichung 128 das unbestimmte Integral $W_2(\tilde{\phi}_s)$ mit Hilfe der partiellen Integration berechnet:

$$\begin{aligned}
 W_2(\tilde{\phi}_s) &:= \int \left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \cdot \sin[2pq\tilde{\phi}_s] d\tilde{\phi}_s \\
 &= -\left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \cdot \frac{\cos[2pq\tilde{\phi}_s]}{2pq} - \int -\frac{\cos[2pq\tilde{\phi}_s]}{2pq} d\tilde{\phi}_s \quad (132) \\
 &= -\left(\tilde{\phi}_s - u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \cdot \frac{\cos[2pq\tilde{\phi}_s]}{2pq} + \frac{\sin[2pq\tilde{\phi}_s]}{(2pq)^2}
 \end{aligned}$$

Das Einsetzen der Integrationsgrenzen aus Gleichung 128 führt zu folgendem Ergebnis:

$$\begin{aligned}
 W_2\left((u+1) \cdot \frac{\pi}{2p}\right) - W_2\left(u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) &= -\frac{\pi}{2p} \cdot \frac{\cos[\pi q \cdot (u+1)]}{2pq} + \underbrace{\frac{\sin[\pi q \cdot (u+1)]}{(2pq)^2}}_{=0} \\
 &\quad + \underbrace{0 \cdot \frac{\cos[\pi qu]}{2pq}}_{=0} - \underbrace{\frac{\sin[\pi qu]}{(2pq)^2}}_{=0} \\
 &= -\frac{\pi}{4p^2q} \cdot \cos[\pi q \cdot (u+1)]
 \end{aligned} \tag{133}$$

Mit der Zusammenfassung der Ergebnisse der beiden Nebenrechnungen (Gleichungen 131 und 133) ergibt sich mit dem Parameter K aus Gleichung 58

$$K = -\frac{\pi/2}{\sin\left(\frac{\pi}{2p}\right)} \tag{134}$$

die Lösung für die Fourierkoeffizienten \tilde{K}_q in folgender Weise:

$$\begin{aligned}
 \tilde{K}_q &= -\frac{4pK}{\pi} \cdot \left[W_1\left((u+1) \cdot \frac{\pi}{2p}\right) - W_1\left(u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \right] - \frac{4p^2}{\pi} \cdot \left[W_2\left((u+1) \cdot \frac{\pi}{2p}\right) - W_2\left(u \cdot \frac{\pi}{2p}\right) \right] \\
 &= -\cos(\pi q \cdot (u+1)) \cdot \left[\frac{2p}{\pi} \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2p}\right) \cdot \left(\frac{1}{1-2pq} - \frac{1}{1+2pq} \right) - \frac{1}{q} \right] \\
 &= \cos(\pi q \cdot (u+1)) \cdot \left[\frac{p}{1-2pq} - \frac{p}{1+2pq} + \frac{1}{q} \right] \\
 &= \cos(\pi q \cdot (u+1)) \cdot \left[\frac{p \cdot (\cancel{q+2pq^2}) - p \cdot (\cancel{q-2pq^2}) + (1+2pq - 2pq - \cancel{4p^2q^2})}{(1-2pq) \cdot (1+2pq) \cdot q} \right] \\
 \underline{\underline{\tilde{K}_q}} &= -\frac{\cos(\pi q \cdot (u+1))}{4p^2q^3 - q} = -\frac{e^{i\pi \cdot q \cdot (u+1)}}{4p^2q^3 - q}
 \end{aligned} \tag{135}$$

A.4 Sonderfälle der Herleitung der während des Magnetisierungsprozesses herrschenden magnetischen Feldstärke

Die Herleitung der magnetischen Feldstärke \vec{H}_M unter der Bedingung $\tilde{g}(r, \phi) = 0$ oder $\tilde{h}(r, \phi) = 0$ beruht auf den folgenden Zusammenhängen (vergleiche Gleichung 71):

$$\begin{aligned} \text{I: } 0 &= g(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial r} + \underbrace{\frac{1}{r} \cdot \left(1 + \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial \phi} \right)}_{=: \tilde{g}(r, \phi)} \cdot H_M(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial r} + \tilde{g}(r, \phi) \cdot H_M(r, \phi) \\ \text{II: } 0 &= r \cdot h(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial \phi} - r \cdot \underbrace{\frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r}}_{=: \tilde{h}(r, \phi)} \cdot H_M(r, \phi) = \frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial \phi} + \tilde{h}(r, \phi) \cdot H_M(r, \phi) \end{aligned} \quad (136)$$

Sie basiert auf der Annahme, dass grundsätzlich $H_M(r, \phi) \neq 0$ gilt, da sonst nur die triviale Lösung des feldfreien Raumes verbleibt.

Bedingung: $\tilde{h}(r, \phi) = 0$

Zur Vermeidung der trivialen Lösung vereinfachen sich die Abhängigkeiten von H_M und β_M mit Gleichung 136-II unter dieser Bedingung:

$$\frac{\partial H_M(r, \phi)}{\partial \phi} = \frac{\partial \beta_M(r, \phi)}{\partial r} = 0 \Rightarrow H_M(r, \phi) = H_M(r) \text{ und } \beta_M(r, \phi) = \beta_M(\phi) \quad (137)$$

Die Anwendung dieser Eigenschaften auf Gleichung 136-I führt mit den Konstanten W , β_{M0} und H_{M0} zu:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\partial H_M(r)}{\partial r} + \frac{1}{r} \cdot \left(1 + \frac{\partial \beta_M(\phi)}{\partial \phi} \right) \cdot H_M(r) \Rightarrow \frac{\partial \beta_M(\phi)}{\partial \phi} := W \\ \Rightarrow \beta_M &= \int W \partial \phi = W \cdot \phi + \beta_{M0} \\ \dots \text{ wobei } W &\in \mathbb{Z} \text{ ist, damit für beliebige } Z \in \mathbb{Z} \text{ mindestens ein } \tilde{Z} \in \mathbb{Z} \text{ existiert,} \quad (138) \\ \text{für das gilt: } \beta_M(\phi) &= \beta_M(\phi + Z \cdot 2\pi) + \tilde{Z} \cdot 2\pi \\ \Rightarrow \int \frac{\partial H_M(r)}{H_M(r)} &= - \int \frac{1+W}{r} \partial r \Rightarrow H_M(r) = H_{M0} \cdot r^{-(1+W)} \end{aligned}$$

Es handelt sich hier um einen Spezialfall der Lösung aus Gleichung 79 mit $J_m = \tilde{J}_m = 0$:

$$\underline{\underline{H_{\pm M}}} = H_{M0} \cdot r^{-(1+W)} \cdot e^{i \cdot (W \cdot \phi + \beta_{M0})} = \underline{\underline{H_{M0} \cdot r^{-(1 \pm p)} \cdot e^{\pm i \cdot p \cdot (\phi - \phi_0)}}} \quad \text{mit } W := \pm p \text{ und } \beta_{M0} := \mp p \cdot \phi_0 \quad (139)$$

Bedingung: $\tilde{g}(r, \phi) = 0$

Analog zu Gleichung 137 vereinfachen sich unter dieser Bedingung mit Gleichung 136-I zur Vermeidung der trivialen Lösung die Abhängigkeiten von H_m und β_m :

$$\frac{\partial H_m(r, \phi)}{\partial r} = 1 + \frac{\partial \beta_m(r, \phi)}{\partial \phi} = 0 \Rightarrow H_m(r, \phi) = H_m(\phi) \text{ und } \beta_m(r, \phi) = \tilde{\beta}_m(r) - \phi \quad (140)$$

Die Anwendung dieser Eigenschaften auf Gleichung 136-II führt mit den Konstanten \tilde{W} , $\tilde{\beta}_{M0}$ und H_{M0} zu:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\partial H_m(\phi)}{\partial \phi} - r \cdot \frac{\partial \tilde{\beta}_m(r)}{\partial r} \cdot H_m(\phi) \Rightarrow r \cdot \frac{\partial \tilde{\beta}_m(r)}{\partial r} := \tilde{W} \\ &\Rightarrow \int \partial \tilde{\beta}_m(r) = \int \frac{\tilde{W}}{r} \partial r \Rightarrow \beta_m(\phi) = \tilde{\beta}_m(r) - \phi = \tilde{W} \cdot \ln(r) + \tilde{\beta}_{M0} - \phi \quad (141) \\ &\Rightarrow \int \frac{\partial H_m(\phi)}{H_m(\phi)} = \int \tilde{W} \partial \phi \Rightarrow H_m(\phi) = H_{M0} \cdot e^{\tilde{W} \cdot \phi} \Rightarrow \tilde{W} = 0 \text{ damit: } H_m(0) = H_m(2\pi) \end{aligned}$$

Damit handelt es sich hier um einen Spezialfall der Lösung aus Gleichung 139 mit $\pm p = -1$, welcher die triviale Lösung des homogenen Feldes mit dem Richtungswinkel ϕ_0 und dem Betrag H_{M0} beschreibt:

$$\underline{\underline{H_m}} = H_{M0} \cdot e^{\tilde{W} \cdot \phi} \cdot e^{i(\tilde{W} \cdot \ln(r) + \tilde{\beta}_{M0} - \phi)} = \underline{\underline{H_{M0} \cdot e^{-i(\phi - \phi_0)}}} \text{ mit } \tilde{W} = 0 \text{ und } \tilde{\beta}_{M0} := \phi_0 \quad (142)$$

Das ist somit auch die Lösung für den Fall $\tilde{g}(r, \phi) = \tilde{h}(r, \phi) = 0$.

Sämtliche hier erhaltenen Beschreibungen der während des Magnetisierungsprozesses herrschenden magnetischen Feldstärke lassen sich auf die Lösung gemäß Gleichung 79 zurückführen und müssen daher nicht weiterhin separat betrachtet werden.

A.5 Einfluss der Übergangsbedingungen des Magnetfeldes an den beiden radialen Grenzflächen auf den Feldverlauf

Die zum Teil von m abhängigen Parameter $K_{P,m}$, $\tilde{K}_{P,m}$, K_{P0} , $K_{i,m}$, K_{i0} und $\tilde{K}_{a,m}$ der Beschreibung des Magnetfeldes für die relevanten Bereiche des Sensorlagers lassen sich über das Einsetzen des magnetischen Skalarpotenzials und der radialen Komponente der magnetischen Flussdichten dieser Bereiche (vergleiche Gleichungen 89 & 90, 91 & 92 und 94 & 95)

$$\begin{aligned} \psi_P(r, \phi) = & \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{1 \mp p} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\ & + K_{P0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\left(K_{P,m} \cdot r^{p \cdot (2m-1)} + \tilde{K}_{P,m} \cdot r^{-p \cdot (2m-1)} \right) \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \end{aligned} \quad (143)$$

$$\begin{aligned} B_{P,r}(r, \phi) = & M_{P0} \cdot \frac{\mp p}{1 \mp p} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[-\mu_0 \cdot \frac{p(2m-1)}{r} \cdot \left(K_{P,m} \cdot r^{p(2m-1)} - \tilde{K}_{P,m} \cdot r^{-p(2m-1)} \right) \cdot \cos(p(2m-1)(\phi - \phi_0)) \right] \\ \psi_i(r, \phi) = & K_{i0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left[K_{i,m} \cdot r^{p \cdot (2m-1)} \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \end{aligned} \quad (144)$$

$$\begin{aligned} B_{i,r}(r, \phi) = & \sum_{m=1}^{\infty} \left[-\mu_0 \cdot \frac{p(2m-1)}{r} \cdot K_{i,m} \cdot r^{p(2m-1)} \cdot \cos(p(2m-1)(\phi - \phi_0)) \right] \\ \psi_a(r, \phi) = & \sum_{m=1}^{\infty} \left[\tilde{K}_{a,m} \cdot r^{-p \cdot (2m-1)} \cdot \cos(p \cdot (2m-1) \cdot (\phi - \phi_0)) \right] \\ B_{a,r}(r, \phi) = & \sum_{m=1}^{\infty} \left[\mu_0 \cdot \mu_{r,a} \cdot \frac{p(2m-1)}{r} \cdot \tilde{K}_{a,m} \cdot r^{-p(2m-1)} \cdot \cos(p(2m-1)(\phi - \phi_0)) \right] \end{aligned} \quad (145)$$

in folgende Übergangsbedingungen des Magnetfeldes aus Gleichung 96

$$\begin{aligned} \underline{r = r_i}: \quad I_a: \quad \psi_P(r_i, \phi) = \psi_i(r_i, \phi) \quad \text{und} \quad I_b: \quad B_{P,r}(r_i, \phi) = B_{i,r}(r_i, \phi) \\ \underline{r = r_a}: \quad II_a: \quad \psi_P(r_a, \phi) = \psi_a(r_a, \phi) \quad \text{und} \quad II_b: \quad B_{P,r}(r_a, \phi) = B_{a,r}(r_a, \phi) \end{aligned} \quad (146)$$

eindeutig ermitteln. So gilt an der Stelle $\phi - \phi_0 = \pi/2p$ wegen der Bedingungen II_a und I_a :

$$\begin{aligned} II_a: \quad \psi_P(r_a, \phi) = K_{P0} + 0 = \psi_a(r_a, \phi) = 0 \quad \Rightarrow \quad \underline{\underline{K_{P0} = 0}} \\ I_a: \quad \psi_P(r_i, \phi) = K_{P0} + 0 = \psi_i(r_i, \phi) = K_{i0} + 0 \quad \Rightarrow \quad \underline{\underline{K_{P0} = K_{i0} = 0}} \end{aligned} \quad (147)$$

Aufgrund der Struktur der Magnetfeldgrößen erfolgt die Bestimmung der vier von m abhängigen Parameter getrennt für $m=1$ und $m>1$. Das ist möglich, da beliebige von m abhängige Summanden der Magnetfeldgrößen voneinander linear unabhängig sind, wenn sich die Summanden im Wert m unterscheiden. Außerdem wird der Realität entsprechend grundsätzlich davon ausgegangen, dass weder der Innenradius r_i noch der Außenradius r_a des Permanentmagnetrings gleich null sein können.

m=1

Zunächst werden nur diejenigen Summanden betrachtet, die den Faktor $\cos(p \cdot (\phi - \phi_0))$ beinhalten. Dazu zählen unter anderem alle von m abhängige Summanden, wenn m=1 ist.

An der Stelle $r = r_i$ gilt damit wegen der Bedingungen I_a und I_b :

$$\begin{aligned}
 I_a: \quad & \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_i}{1 \mp p} + K_{P,1} \cdot r_i^p + \tilde{K}_{P,1} \cdot r_i^{-p} = K_{i,1} \cdot r_i^p \\
 I_b: \quad & M_{P0} \cdot \frac{\mp p}{1 \mp p} - \mu_0 \cdot \frac{p}{r_i} \cdot (K_{P,1} \cdot r_i^p - \tilde{K}_{P,1} \cdot r_i^{-p}) = -\mu_0 \cdot \frac{p}{r_i} \cdot K_{i,1} \cdot r_i^p \\
 & \xrightarrow{\left(I_a + I_b \cdot \frac{r_i}{\mu_0 \cdot p} \right) \cdot \frac{r_i^p}{2}} \quad \underline{\underline{\tilde{K}_{P,1}}} = -\frac{1}{2} \cdot r_i^p \cdot \left[\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_i}{1 \mp p} + \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_i}{p} \cdot \frac{\mp p}{1 \mp p} \right] = -\frac{1}{2} \cdot \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot r_i^{p+1} \cdot \frac{1 \mp 1}{1 \mp p} \quad (148) \\
 & \xrightarrow{I_a \cdot r_i^{-p}} \quad \underline{\underline{K_{i,1}}} = \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_i^{1-p}}{1 \mp p} + K_{P,1} + \tilde{K}_{P,1} \cdot r_i^{-2p} = \frac{1}{2} \cdot \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot r_i^{1-p} \cdot \frac{1 \pm 1}{1 \mp p} + K_{P,1}
 \end{aligned}$$

Analog gilt an der Stelle $r = r_a$ wegen der Bedingungen II_a und II_b :

$$\begin{aligned}
 II_a: \quad & \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a}{1 \mp p} + K_{P,1} \cdot r_a^p + \tilde{K}_{P,1} \cdot r_a^{-p} = \tilde{K}_{a,1} \cdot r_a^{-p} \\
 II_b: \quad & M_{P0} \cdot \frac{\mp p}{1 \mp p} - \mu_0 \cdot \frac{p}{r_a} \cdot (K_{P,1} \cdot r_a^p - \tilde{K}_{P,1} \cdot r_a^{-p}) = \mu_0 \mu_{r,a} \cdot \frac{p}{r_a} \cdot \tilde{K}_{a,1} \cdot r_a^{-p} \\
 & \xrightarrow{\left(II_a - II_b \cdot \frac{r_a}{\mu_0 \mu_{r,a} p} \right) \cdot \frac{r_a^{-p}}{1 + \frac{1}{\mu_{r,a}}}} \quad \underline{\underline{K_{P,1}}} = -\frac{r_a^{-p}}{1 + \frac{1}{\mu_{r,a}}} \cdot \left[\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a}{1 \mp p} - \frac{M_{P0} \cdot r_a}{\mu_0 \mu_{r,a} p} \cdot \frac{\mp p}{1 \mp p} + \tilde{K}_{P,1} \cdot r_a^{-p} \cdot \left(1 - \frac{1}{\mu_{r,a}} \right) \right] \\
 & \quad \quad \quad = -\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a^{1-p}}{1 \mp p} \cdot \frac{\mu_{r,a} \pm 1}{\mu_{r,a} + 1} - r_a^{-2p} \cdot \frac{\mu_{r,a} - 1}{\mu_{r,a} + 1} \cdot \tilde{K}_{P,1} \quad (149) \\
 & \xrightarrow{\left(II_a + II_b \cdot \frac{r_a}{\mu_0 p} \right) \cdot \frac{r_a^p}{1 + \mu_{r,a}}} \quad \underline{\underline{\tilde{K}_{a,1}}} = \frac{r_a^p}{\mu_{r,a} + 1} \cdot \left[\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a}{1 \mp p} + M_{P0} \cdot \frac{\mp p}{1 \mp p} \cdot \frac{r_a}{\mu_0 \cdot p} + 2 \cdot \tilde{K}_{P,1} \cdot r_a^{-p} \right] \\
 & \quad \quad \quad = \frac{1}{\mu_{r,a} + 1} \cdot \left[\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot r_a^{p+1} \cdot \frac{1 \mp 1}{1 \mp p} + 2 \cdot \tilde{K}_{P,1} \right]
 \end{aligned}$$

Das Ergebnis für $\tilde{K}_{P,1}$ aus Gleichung 148 führt zur Lösung der Parameter $K_{P,1}$ und $\tilde{K}_{a,1}$ aus Gleichung 149:

$$\begin{aligned}
 \underline{\underline{K_{P,1}}} &= -\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot r_a^{1-p} \cdot \frac{\mu_{r,a} \pm 1 - \frac{\mu_{r,a} - 1}{2} \cdot \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^{p+1} \cdot (1 \mp 1)}{(\mu_{r,a} + 1) \cdot (1 \mp p)} = -\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a^{1-p}}{1 \mp p} \cdot \frac{1 \pm \mu_{r,a}}{1 + \mu_{r,a}} \cdot \left[\pm 1 + \frac{1 \mp 1}{2} \cdot \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^{p+1} \right] \quad (150) \\
 \underline{\underline{\tilde{K}_{a,1}}} &= \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{1 \mp 1}{1 \mp p} \cdot \frac{1}{1 + \mu_{r,a}} \cdot \left[r_a^{p+1} - r_i^{p+1} \right]
 \end{aligned}$$

Mit Hilfe von $K_{P,1}$ aus Gleichung 150 ergibt sich auch der letzte Parameter $K_{i,1}$ der Gleichung 148:

$$\begin{aligned} \underline{\underline{K_{i,1}}} &= \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a^{1-p}}{1 \mp p} \cdot \left[\frac{1 \pm 1}{2} \cdot \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^{1-p} - \frac{1 \pm \mu_{r,a}}{1 + \mu_{r,a}} \cdot \left[\pm 1 + \frac{1 \mp 1}{2} \cdot \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^{1+p} \right] \right] \\ &= \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a^{1-p}}{1 \mp p} \cdot \frac{\pm 1 + \mu_{r,a}}{1 + \mu_{r,a}} \cdot \left[\left(\frac{r_i}{r_a} \right)^{1 \mp p} - 1 \right] \end{aligned} \quad (151)$$

m>1

Die gleiche Vorgehensweise wie für den Fall $m=1$ führt auch für $m>1$ zur Lösung. Wegen der für verschiedene Werte von m herrschenden linearen Unabhängigkeit der von m abhängigen Summanden müssen dabei die Übergangsbedingungen des Magnetfeldes für jeden einzelnen Wert von m erfüllt sein. Somit gilt für jedes beliebige $m>1$ an der Stelle $r = r_i$ wegen der Bedingungen I_a und I_b :

$$\begin{aligned} I_a: \quad & K_{P,m} \cdot r_i^{p \cdot (2m-1)} + \tilde{K}_{P,m} \cdot r_i^{-p \cdot (2m-1)} = K_{i,m} \cdot r_i^{p \cdot (2m-1)} \\ I_b: \quad & -\mu_0 \cdot \frac{p(2m-1)}{r_i} \cdot (K_{P,m} \cdot r_i^{p(2m-1)} - \tilde{K}_{P,m} \cdot r_i^{-p(2m-1)}) = -\mu_0 \cdot \frac{p(2m-1)}{r_i} \cdot K_{i,m} \cdot r_i^{p(2m-1)} \\ & \xrightarrow{\left(I_a + I_b \cdot \frac{r_i}{\mu_0 \cdot p \cdot (2m-1)} \right) \cdot \frac{1}{2} \cdot r_i^{p(2m-1)}} \underline{\underline{\tilde{K}_{P,m} = 0}} \\ & \xrightarrow{I_a \cdot r_i^{-p(2m-1)}} \underline{\underline{K_{i,m} = K_{P,m} + \tilde{K}_{P,m} \cdot r_i^{-2p \cdot (2m-1)} = K_{P,m}}} \end{aligned} \quad (152)$$

Analog gilt für jedes beliebige $m>1$ an der Stelle $r = r_a$ wegen der Bedingungen II_a und II_b :

$$\begin{aligned} II_a: \quad & K_{P,m} \cdot r_a^{p \cdot (2m-1)} + \tilde{K}_{P,m} \cdot r_a^{-p \cdot (2m-1)} = \tilde{K}_{a,m} \cdot r_a^{-p \cdot (2m-1)} \\ II_b: \quad & -\mu_0 \cdot \frac{p(2m-1)}{r_a} \cdot (K_{P,m} \cdot r_a^{p(2m-1)} - \tilde{K}_{P,m} \cdot r_a^{-p(2m-1)}) = \mu_0 \cdot \mu_{r,a} \cdot \frac{p(2m-1)}{r_a} \cdot \tilde{K}_{a,m} \cdot r_a^{-p(2m-1)} \\ & \xrightarrow{\left(II_a \cdot \mu_{r,a} - II_b \cdot \frac{r_a}{\mu_0 \cdot p \cdot (2m-1)} \right) \cdot \frac{r_a^{-p(2m-1)}}{1 + \mu_{r,a}}} \underline{\underline{K_{P,m} = \tilde{K}_{P,m} \cdot r_a^{-2p \cdot (2m-1)} \cdot \frac{1 - \mu_{r,a}}{1 + \mu_{r,a}}}} \\ & \xrightarrow{II_a \cdot r_a^{p(2m-1)}} \underline{\underline{\tilde{K}_{a,m} = K_{P,m} \cdot r_a^{2p \cdot (2m-1)} + \tilde{K}_{P,m} = \tilde{K}_{P,m} \cdot \frac{2}{1 + \mu_{r,a}}}} \end{aligned} \quad (153)$$

Mit dem Ergebnis für $\tilde{K}_{P,m}$ aus Gleichung 152 ergeben sich die Lösungen der Parameter $K_{P,m}$ und $\tilde{K}_{a,m}$ aus Gleichung 153 und daraufhin mit $K_{P,m}$ auch der Parameter $K_{i,m}$ aus Gleichung 152:

$$\underline{\underline{K_{P,m} = \tilde{K}_{a,m} = 0}} \Rightarrow \underline{\underline{K_{i,m} = 0}} \quad (154)$$

Das bedeutet, dass aufgrund der Übergangsbedingungen des Magnetfeldes keine Koeffizienten der Magnetfeldgrößen für $m>1$ auftreten.

Vorzeichenwahl

In Abhängigkeit vom gewählten Vorzeichen vor der Polpaarzahl p bei der magnetischen Raumladungsdichte des Permanentmagneten aus Gleichung 83 ergeben sich zwei unterschiedliche Magnetfelder. Das Feld innerhalb des Permanentmagnetings ist zwar bei beiden Varianten qualitativ identisch, bei gleichem Betrag der Magnetisierung des Magneten jedoch verschieden stark ausgeprägt. Das zeigt folgende Gegenüberstellung des von der Wahl dieses Vorzeichens abhängigen Betrages des Parameters $K_{i,1}$ aus Gleichung 151, welcher zur magnetischen Feldstärke innerhalb des Permanentmagnetings proportional ist:

$$\left| \frac{K_{i,1} \text{ oberes Vorzeichen}}{K_{i,1} \text{ unteres Vorzeichen}} \right| = \underbrace{\frac{\mu_{r,a} + 1}{\mu_{r,a} - 1}}_{>1 \text{ da } \mu_{r,a} > 0} \cdot \underbrace{\frac{\frac{1}{1-p} \cdot \left(\frac{r_i}{r_a}\right)^{1-p} - 1}{\frac{1}{1+p} \cdot \left(\frac{r_i}{r_a}\right)^{1+p} - 1}}_{>1 \text{ da } r_a > r_i \text{ \& } p \geq 1} > 1 \quad (155)$$

Die Gültigkeit der Behauptung, dass der Betrag des zweiten Faktors aus Gleichung 155 unter den angegebenen grundsätzlich für das Magnetfeld geltenden Bedingungen größer als eins ist, wird durch folgende Betrachtung deutlich:

$$\begin{aligned} \text{für } r_a > r_i \text{ \& } p \geq 1 \text{ gilt: } \frac{p+1}{p-1} > \frac{1 - (r_a/r_i)^{-p-1}}{(r_a/r_i)^{p-1} - 1} &= \frac{1}{(r_a/r_i)^{p-1}} \cdot \underbrace{\frac{(r_a/r_i)^{p+1} - 1}{(r_a/r_i)^{p+1} - (r_a/r_i)^2}}_{\substack{\text{da die Größe beider (grundsätzlich positiver)} \\ \text{Faktoren abnimmt, wenn } r_a/r_i \text{ steigt!}}} \\ \text{und da: } \lim_{r_a/r_i \rightarrow 1} \frac{1 - (r_a/r_i)^{-p-1}}{(r_a/r_i)^{p-1} - 1} &= \lim_{r_a/r_i \rightarrow 1} \frac{(p+1) \cdot (r_a/r_i)^{-p-2}}{(p-1) \cdot (r_a/r_i)^{p-2}} = \frac{p+1}{p-1} \end{aligned} \quad (156)$$

Die Gegenüberstellung zeigt, dass bei Verwendung des oberen Vorzeichens eine größere Feldstärke an den AMR-Sensoren erreicht wird, was gemäß Abschnitt 3.3 grundsätzlich von Vorteil ist. Aus diesem Grund wird die nachteilige Lösung (unteres Vorzeichen) vernachlässigt und es ergibt sich (mit dem oberen Vorzeichen) für die anfangs diskutierten Bedingungen unter Berücksichtigung von Gleichung 83 folgende Magnetfeldbeschreibung:

Im Permanentmagnetring:

$$\begin{aligned} \underline{\underline{\psi_P(r, \phi)}} &= \left[\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{1-p} - \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r_a^{1-p}}{1-p} \cdot r^p \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) \\ &= \underline{\underline{-\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{p-1} \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{r_a}\right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0))}} \end{aligned} \quad (157)$$

$$\underline{\underline{H_{P,r}(r,\phi) = -\frac{\partial \psi_P}{\partial r} = \frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\frac{1}{p} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0))}} \quad (158)$$

$$\underline{\underline{H_{P,\phi}(r,\phi) = -\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \psi_P}{\partial \phi} = -\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0))}}$$

$$\begin{aligned} \underline{\underline{B_{P,r}(r,\phi) = \mu_0 \cdot H_{P,r}(r,\phi) + M_{P,r}(r,\phi) = M_{P0} \cdot \left\{ \frac{p}{p-1} \cdot \left[\frac{1}{p} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] + 1 \right\} \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0))}} \\ = M_{P0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0)) = -\mu_0 \cdot H_{P,\phi}(r,\phi) \cdot \cot(p \cdot (\phi - \phi_0))} \end{aligned} \quad (159)$$

$$\begin{aligned} \underline{\underline{B_{P,\phi}(r,\phi) = \mu_0 \cdot H_{P,\phi}(r,\phi) + M_{P,\phi}(r,\phi) = M_{P0} \cdot \left\{ -\frac{p}{p-1} \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] + 1 \right\} \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0))}} \\ = -M_{P0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\frac{1}{p} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0)) = -\mu_0 \cdot H_{P,r}(r,\phi) \cdot \tan(p \cdot (\phi - \phi_0))} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{\underline{A_{P,z}(r,\phi) = \int r \cdot B_{P,r}(r,\phi) \partial \phi = -\int B_{P,\phi}(r,\phi) \partial r}} \\ = M_{P0} \cdot \frac{r}{p-1} \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0)) = -\mu_0 \cdot \psi_P(r,\phi) \cdot \tan(p \cdot (\phi - \phi_0))} \end{aligned} \quad (160)$$

Innerhalb des Permanentmagnetrings:

$$\underline{\underline{\psi_i(r,\phi) = -\frac{M_{P0}}{\mu_0} \cdot \frac{r}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0))}} \quad (161)$$

$$\underline{\underline{B_{i,r}(r,\phi) = \mu_0 \cdot H_{i,r}(r,\phi) = -\mu_0 \cdot \frac{\partial \psi_i(r,\phi)}{\partial r} = M_{P0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \cos(p \cdot (\phi - \phi_0))}} \quad (162)$$

$$\underline{\underline{B_{i,\phi}(r,\phi) = \mu_0 \cdot H_{i,\phi}(r,\phi) = -\frac{\mu_0}{r} \cdot \frac{\partial \psi_i(r,\phi)}{\partial \phi} = -M_{P0} \cdot \frac{p}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0))}}$$

$$\begin{aligned} \underline{\underline{A_{i,z}(r,\phi) = \int r \cdot B_{i,r}(r,\phi) \partial \phi = -\int B_{i,\phi}(r,\phi) \partial r}} \\ = M_{P0} \cdot \frac{r}{p-1} \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{p-1} - \left(\frac{r}{r_a} \right)^{p-1} \right] \cdot \sin(p \cdot (\phi - \phi_0)) = -\mu_0 \cdot \psi_i(r,\phi) \cdot \tan(p \cdot (\phi - \phi_0))} \end{aligned} \quad (163)$$

Außerhalb des Permanentmagnetrings:

$$\underline{\underline{\psi_a(r,\phi) = 0 \quad \Rightarrow \quad \vec{A}_a(r,\phi) = \vec{H}_a(r,\phi) = \vec{B}_a(r,\phi) = 0}} \quad (164)$$

A.6 Labortechnische Feldvermessung der zur z-Achse symmetrisch angeordneten Magnethalbschalen aus dem Sensorlagerprototyp

Die folgenden drei Abbildungen zeigen das Ergebnis einer labortechnischen Feldvermessung zweier zur z-Achse symmetrisch angeordneter³⁸ halbschalenförmiger, für den Prototyp des Sensorlagers gefertigter Magnete. Die Darstellung erfolgt analog der Abbildung 4.13 bis Abbildung 4.15 aus Abschnitt 4.3.6, welche das Magnetfeld der zur y-Achse symmetrisch angeordneten³⁹ Magnethalbschalen zeigen.

Abgebildet sind Betrag und Richtungswinkel der magnetischen Flussdichte im Lagerquerschnitt (siehe Abbildung A.5) und im Lagerlängsschnitt (siehe Abbildung A.7) innerhalb des Permanentmagnetrings ohne Berücksichtigung der Lagerschraube. Abbildung A.6 zeigt die Abweichung des in Abbildung A.5 dargestellten Feldrichtungswinkels gegenüber dem Sollverlauf gemäß Abbildung 4.9 (siehe Abschnitt 4.3.5).

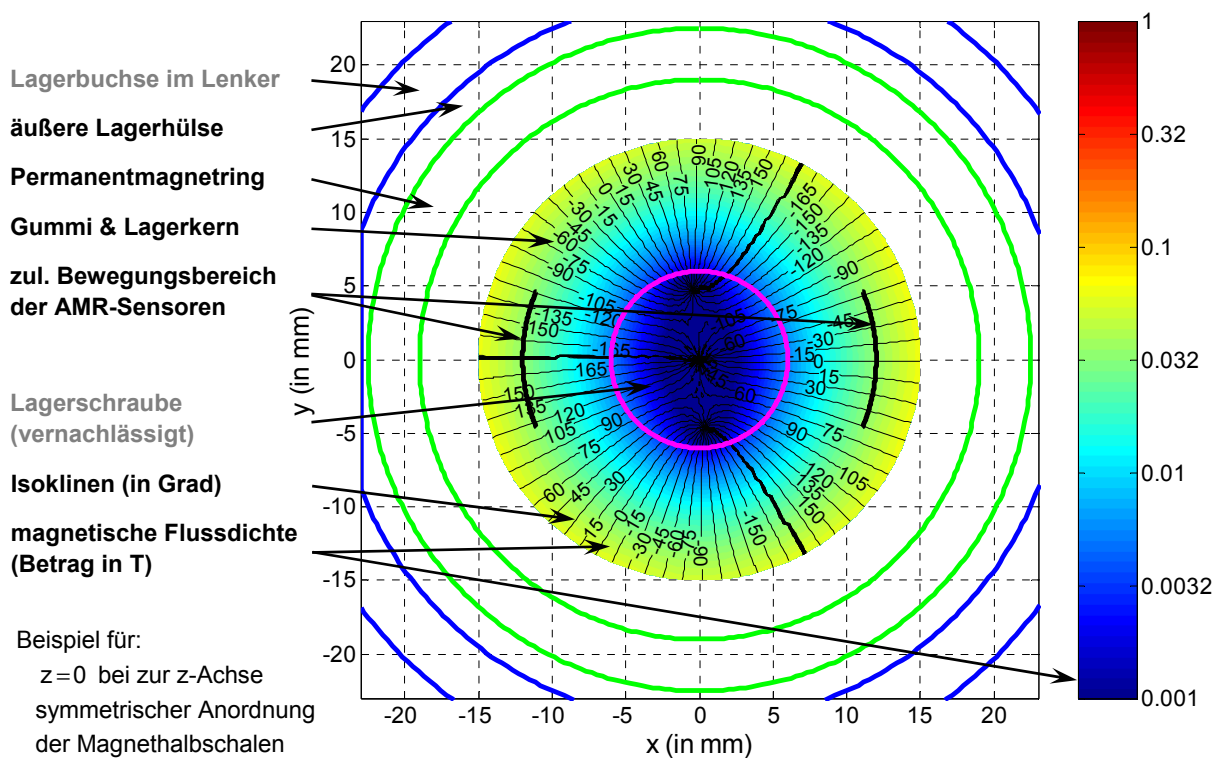


Abbildung A.5 Magnetfeld im Querschnitt des Permanentmagnetrings (Messung)

³⁸ Die Einspritzstutzen der Magnethalbschalen befinden sich nur auf einer Seite des Lagers.

³⁹ Die Einspritzstutzen der Magnethalbschalen befinden sich auf beiden Seiten des Lagers.

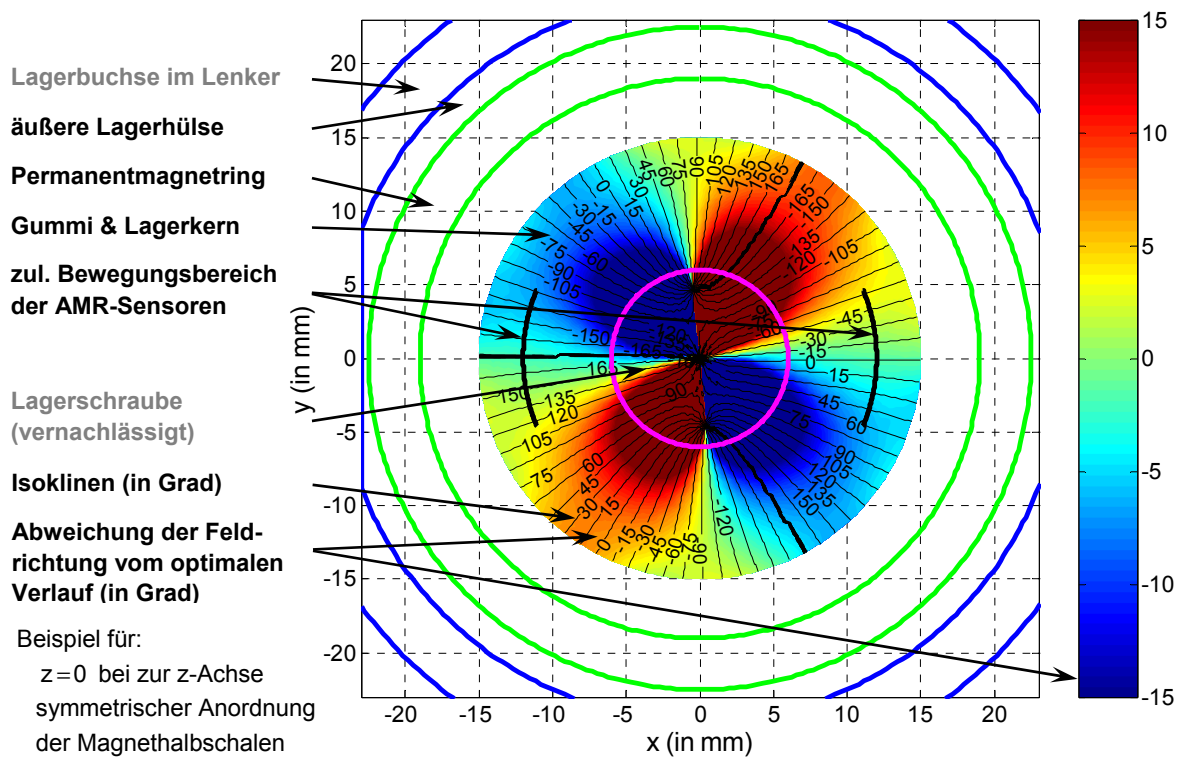


Abbildung A.6 Abweichung der Isoklinen vom idealen Verlauf (Messung)

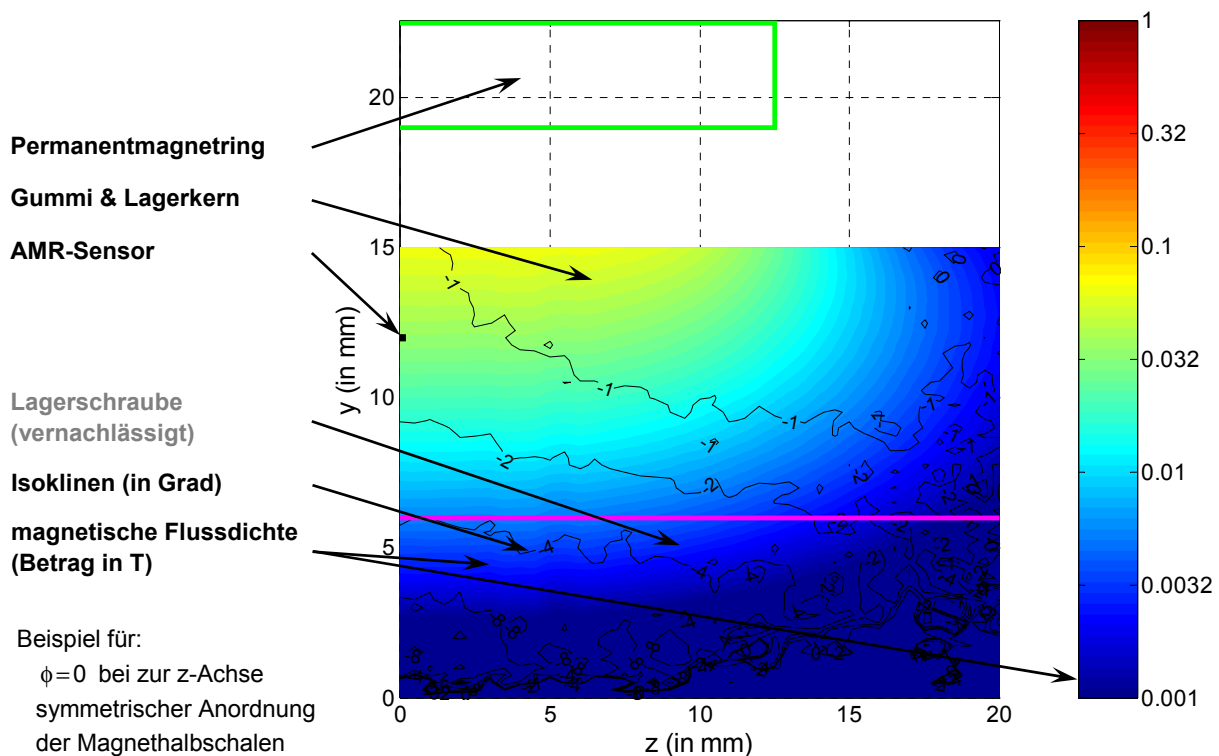


Abbildung A.7 Magnetfeld im Längsschnitt des Permanentmagnetrings (Messung)

A.7 Schaltplan und Dimensionierung des analogen Teils der Sensorelektronik

Gemäß Abschnitt 5.1 erfolgt die analoge Signalkonditionierung separat für jede Brückenspannung jedes AMR-Sensors in jeweils zwei Schaltungsstufen, wie in Abschnitt 5.2 beschrieben und in Abbildung 5.1 dargestellt ist:

Differenzverstärker mit integriertem Tiefpassfilter

Das gewünschte Übertragungsverhalten eines als Tschebyscheff-Tiefpassfilter zweiter Ordnung auszuführenden Differenzverstärkers wird schaltungstechnisch effektiv über einen so genannten **Differenzverstärker mit Mehrfachgegenkopplung** realisiert [56], [59], [43], [44]. Den Aufbau und die Dimensionierung dieses Schaltungsteils zeigt Abbildung A.8.

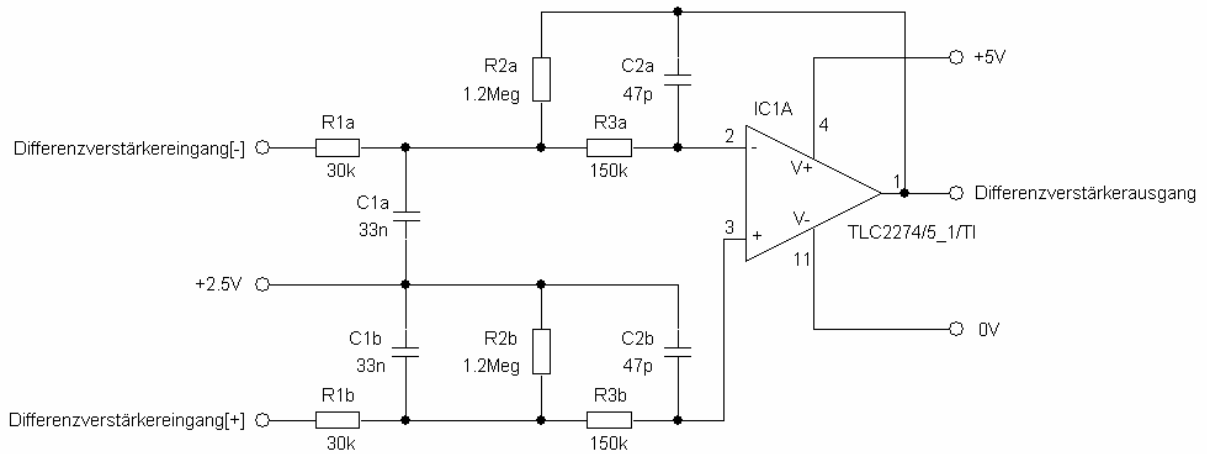


Abbildung A.8 Schaltplan des Differenzverstärkers mit integriertem Tiefpassfilter

Diese Schaltung besitzt folgende Übertragungsfunktion $\underline{G}_V(s)$:

$$\underline{G}_V(s) = \frac{b_{0,V}}{1 + a_{1,V} \cdot s + a_{2,V} \cdot s^2} = \frac{v_V}{1 + \frac{s}{Q_V \cdot \omega_{p,V}} + \frac{s^2}{\omega_{p,V}^2}} \quad (165)$$

$$\text{mit: } b_{0,V} = v_V = \frac{R_{2\#}}{\tilde{R}_{1\#}} = 37,9 \quad (\hat{=} 31,6 \text{ dB}) \quad (" \# " \dots \text{steht für "a" bzw. "b"})$$

$$a_{2,V} = \frac{1}{\omega_{p,V}^2} = R_{2\#} \cdot R_{3\#} \cdot C_{1\#} \cdot C_{2\#} = 279 \cdot 10^{-9} \text{ s}^2 \Rightarrow f_{p,V} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{a_{2,V}}} = 301 \text{ Hz}$$

$$a_{1,V} = \frac{1}{Q_V \cdot \omega_{p,V}} = \left(R_{2\#} + R_{3\#} + \frac{R_{2\#} \cdot R_{3\#}}{\tilde{R}_{1\#}} \right) \cdot C_{2\#} = 330 \cdot 10^{-6} \text{ s} \Rightarrow Q_V = \frac{\sqrt{a_{2,V}}}{a_{1,V}} = 1,60$$

$$\text{für: } \tilde{R}_{1\#} := R_{1\#} + \frac{R_{AMR}}{2} \quad (R_{AMR} = 3,4 \text{ k}\Omega \dots \text{Widerstand der AMR-Sensorelemente})$$

Die Koeffizienten $b_{0,V}$, $a_{1,V}$ und $a_{2,V}$ bzw. alternativ dazu die Parameter Gleichspannungsverstärkung v_V , Güte Q_V sowie Polkreisfrequenz $\omega_{p,V}$ (bzw. Polfrequenz $f_{p,V}$) ergeben sich wie angegeben direkt aus der Bauelementedimensionierung der Schaltung aus Abbildung A.8 unter Berücksichtigung des Innenwiderstandes der jeweils vier Elemente der eingangsseitig anzuschließenden Wheatstoneschen Vollbrücke eines AMR-Sensors (siehe Tabelle 3.1 in Abschnitt 3.3 auf Seite 31). Aus diesen Parametern leiten sich Schaltungseigenschaften wie die Grenzfrequenz $f_{g,V}$, bei der die Verstärkung unter den Wert der Gleichspannungsverstärkung sinkt oder die Gruppenlaufzeit τ_V für Signalfrequenzen weit unterhalb dieser Grenzfrequenz ab:

$$f_{g,V} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot a_{2,V} - a_{1,V}^2}{a_{2,V}^2}} = f_{p,V} \cdot \sqrt{2 - \frac{1}{Q_V^2}} = 382 \text{ Hz} \quad (166)$$

$$\tau_V|_{f \ll f_{g,V}} \approx a_{1,V} = 330 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (167)$$

Das Maximum des Amplitudengangs von $\underline{G}_V(s)$ tritt bei der Frequenz $f_{\max,V}$ auf und beträgt im Verhältnis zur Gleichspannungsverstärkung:

$$\frac{\max(|\underline{G}_V(s)|)}{|\underline{G}_V(0)|} = \frac{2 \cdot Q_V^2}{\sqrt{4 \cdot Q_V^2 - 1}} = 1,68 \quad (\hat{=} 4,53 \text{ dB}) \quad \text{bei} \quad f_{\max,V} = f_{p,V} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2 \cdot Q_V^2}} = 270 \text{ Hz} \quad (168)$$

Differenzierer mit integriertem Tiefpassfilter

Analog zum Differenzverstärker erfolgt eine effektive schaltungstechnische Umsetzung des geforderten Übertragungsverhaltens eines Tschebyscheff-Bandpassfilters zweiter Ordnung über einen **Bandpassfilter mit Mehrfachgegenkopplung** [43], [44], [56], [59], [54]. Den Aufbau und die Dimensionierung dieses Schaltungsteils zeigt Abbildung A.9.

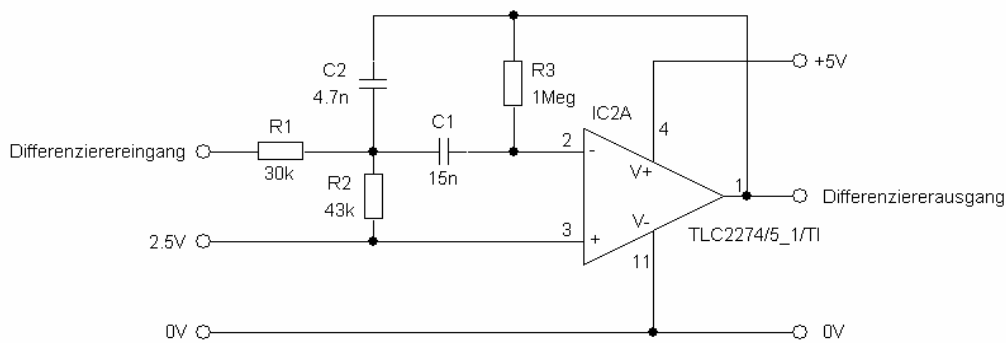


Abbildung A.9 Schaltplan des Differenzierers mit integriertem Tiefpassfilter

Diese Schaltung besitzt folgende Übertragungsfunktion $\underline{G}_D(s)$:

$$\underline{G}_D(s) = \frac{b_{1,D} \cdot s}{1 + a_{1,D} \cdot s + a_{2,D} \cdot s^2} = \frac{v_D \cdot s}{1 + \frac{s}{Q_D \cdot \omega_{p,D}} + \frac{s^2}{\omega_{p,D}^2}} \quad (169)$$

$$\text{mit: } b_{1,D} = v_D = -\frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 + R_2} \cdot C_1 = -8,8 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$a_{2,D} = \frac{1}{\omega_{p,D}^2} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2 = 1,25 \cdot 10^{-6} \text{ s}^2 \Rightarrow f_{p,D} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{a_{2,D}}} = 143 \text{ Hz}$$

$$a_{1,D} = \frac{1}{Q_D \cdot \omega_{p,D}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot (C_1 + C_2) = 348 \cdot 10^{-6} \text{ s} \Rightarrow Q_D = \frac{\sqrt{a_{2,D}}}{a_{1,D}} = 3,21$$

Die Koeffizienten $b_{1,D}$, $a_{1,D}$ und $a_{2,D}$ bzw. alternativ dazu die Parameter Verstärkungsfaktor⁴⁰ v_D , Güte Q_D sowie Polkreisfrequenz $\omega_{p,D}$ (bzw. Polfrequenz $f_{p,D}$) ergeben sich wie angegeben direkt aus der Bauelementedimensionierung der Schaltung gemäß Abbildung A.9. Aus diesen Parametern leiten sich Schaltungseigenschaften, wie die Grenzfrequenz $f_{g,D}$, bei der die Verstärkung unter den Wert des Verstärkungsfaktors v_D sinkt oder die Gruppenlaufzeit τ_D für Signalfrequenzen weit unterhalb dieser Grenzfrequenz, ab:

$$f_{g,D} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot a_{2,D} - a_{1,D}^2}{a_{2,D}^2}} = f_{p,D} \cdot \sqrt{2 - \frac{1}{Q_D^2}} = 197 \text{ Hz} ; \quad \tau_D|_{f \ll f_{g,D}} \approx a_{1,D} = 348 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (170)$$

Das Maximum des Amplitudengangs von $\underline{G}_D(s)$ tritt bei der Polfrequenz $f_{p,D}$ auf und beträgt:

$$\max(|\underline{G}_D(s)|) = |v_D| \cdot Q_D \cdot \omega_{p,D} = 25,4 \text{ (} \hat{=} 28,1 \text{ dB)} \text{ bei } f_{p,D} = \frac{\omega_{p,D}}{2\pi} = 143 \text{ Hz} \quad (171)$$

Die Normierung der Übertragungsfunktion $\underline{G}_D(s)$ des Bandpassfilters auf das Übertragungsverhalten eines idealen Differenzierers beschreibt $\tilde{\underline{G}}_D(s)$:

$$\tilde{\underline{G}}_D(s) := \frac{\underline{G}_D(s)}{s} \quad (172)$$

Der Amplitudengang von $\tilde{\underline{G}}_D(s)$ ist ein Maß für die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung des realen, als Bandpassfilter ausgeführten Differenzierers, welche weit unterhalb der Grenzfrequenz $f_{g,D}$ nahezu dem Verstärkungsfaktor v_D entspricht. Das Maximum des Amplitudengangs von $\tilde{\underline{G}}_D(s)$ tritt bei der Frequenz $f_{\max,D}$ auf und beträgt im Verhältnis zu K_D :

$$\frac{\max(|\tilde{\underline{G}}_D(s)|)}{|\tilde{\underline{G}}_D(0)|} = \frac{2 \cdot Q_D^2}{\sqrt{4 \cdot Q_D^2 - 1}} = 3,25 \text{ (} \hat{=} 10,2 \text{ dB)} \text{ bei } f_{\max,D} = \frac{\omega_{p,D}}{2\pi} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2 \cdot Q_D^2}} = 139 \text{ Hz} \quad (173)$$

⁴⁰ Maß für das gewünschte Verhältnis der Ausgangsspannung des Differenzierers zur zeitlichen Änderung dessen Eingangsspannung für Frequenzen weit unterhalb der Grenzfrequenz

Abbildungs- und Tabellenverzeichnis

Abbildungen

Abbildung 1.1	Fahrzeugniveausensoren europäischer Automobilhersteller	2
Abbildung 2.1	Analysierte Komponenten eines Pkw-Fahrwerks	8
Abbildung 3.1	Allgemeiner Aufbau eines Gummi-Metall-Lagers	13
Abbildung 3.2	Hinterachskinematik und -geometrie einschließlich Sensorlagerposition sowie Wirkung horizontaler Radkräfte im Versuchsfahrzeug	15
Abbildung 3.3	Simulation der Sensorlagerverformungen (quasistatisch)	17
Abbildung 3.4	Messung der Sensorlagerverformung am Halbachsprüfstand	18
Abbildung 3.5	Restriktionen bei der Auswahl des Sensorprinzips	21
Abbildung 3.6	Vergleich der Eigenschaften von Sensorklassen	22
Abbildung 3.7	Ausführungen von Magnetfeldsensoren	22
Abbildung 3.8	Anisotroper magnetoresistiver Effekt	28
Abbildung 3.9	Mechanische Anordnung der AMR-Sensorelemente im Sensor	30
Abbildung 3.10	Elektrische Potenzialverteilung im AMR-Sensor LK40C (<i>Sensitec</i>) [39]	32
Abbildung 3.11	Eigenschaften der Brückenspannungen des AMR-Sensors LK40C	32
Abbildung 3.12	Maximalfehler bei der Feldrichtungswinkelmessung mit AMR-Sensor LK40C (in Grad)	33
Abbildung 3.13	Schematischer Aufbau des Sensorlagers (<i>ZF Lemförder</i>)	35
Abbildung 3.14	Prototyp des Sensorlagers (<i>ZF Lemförder</i>)	38
Abbildung 4.1	Magnetfeld mit parallelen Isoklinen (Lagerschraube vernachlässigt)	48
Abbildung 4.2	Magnetfeld mit parallelen Isoklinen (FEM-Simulation)	51
Abbildung 4.3	Feldrichtungsfehler durch Lagerschraube (FEM-Simulation)	51
Abbildung 4.4	Beispiel für Rotationssymmetrisches Magnetfeld (FEM-Simulation)	53
Abbildung 4.5	Magnetfeld mit radialen Isoklinen (Lagerschraube vernachlässigt)	59
Abbildung 4.6	Abweichung der Feldrichtung am AMR-Sensor vom Optimum beim Feld mit radialen Isoklinen	61
Abbildung 4.7	Vereinfachte Magnetfeldrichtungsbestimmung in AMR-Sensornähe	61
Abbildung 4.8	Abhängigkeit des Feldverlaufs und der Feldrichtungsfehler von der Zahl der genutzten Fourierkoeffizienten	64
Abbildung 4.9	Magnetfeld im Sensorlager (Lagerschraube vernachlässigt)	75
Abbildung 4.10	Magnetfeldverursachte Messabweichungen	76
Abbildung 4.11	Magnetfeld im Sensorlager (FEM-Simulation)	82

Abbildung 4.12	Feldrichtungsfehler bei Verschiebung der Lagerschraube um 0,5mm (FEM-Simulation).....	83
Abbildung 4.13	Magnetfeld im Querschnitt des Permanentmagnetings (Messung)	84
Abbildung 4.14	Abweichung der Isoklinen vom idealen Verlauf (Messung).....	85
Abbildung 4.15	Magnetfeld im Längsschnitt des Permanentmagnetings (Messung).....	86
Abbildung 5.1	Struktur der Sensorelektronik	88
Abbildung 5.2	Amplitudengang und Gruppenlaufzeit von Differenzverstärker und Differenzierer	90
Abbildung 5.3	Fehler bei der Messung des Magnetfeldrichtungswinkels β durch Offsets $\tilde{U}_{\text{SIN,Offset}}$ und $\tilde{U}_{\text{COS,Offset}}$	93
Abbildung 5.4	Berechnung und Diagnose des Magnetfeldwinkels und dessen zeitlicher Änderung	94
Abbildung 5.5	Berechnung der Magnetfeldrichtung über reduzierte Lookup-Table	96
Abbildung 5.6	Betrag des Rotationswinkels $\Delta\phi_k$	97
Abbildung 5.7	Iterative Rotation des Vektors beim CORDIC-Algorithmus	98
Abbildung 5.8	Korrektur und Restfehler der Vektorlängenberechnung	98
Abbildung 6.1	Brückenspannungen der AMR-Sensoren des Sensorlagers.....	102
Abbildung 6.2	Diagnoseinformation im PWM-Ausgangssignal des Sensorlagers	103
Abbildung 6.3	Zusammensetzung des Linearitätsfehlers des Sensorlagerprototyps.....	104
Abbildung 6.4	Störgrößenverursachte Messabweichungen (Labormessung).....	107
Abbildung 6.5	Abhängigkeit der Messabweichung von Radquerkräften	109
Abbildung 6.6	Abhängigkeit der Messabweichung von Radlängs Kräften.....	111
Abbildung 6.7	Abhängigkeit der Messabweichung von der Fahrwerksanregung.....	116
Abbildung 6.8	Auflösung verschiedenartig gewonnener Geschwindigkeitssignale	118
Abbildung A.1	Lagerverformungsermittlung auf dynamischem Halbachsprüfstand	126
Abbildung A.2	Versuchsaufbau zur Vermessung des AMR-Sensors <i>SENSiTEC</i> LK40C .	126
Abbildung A.3	Versuchsaufbau zur Vermessung des Permanentmagnetings	127
Abbildung A.4	Vermessung des AMR-Sensors LK40C im Permanentmagnetring.....	128
Abbildung A.5	Magnetfeld im Querschnitt des Permanentmagnetings (Messung)	139
Abbildung A.6	Abweichung der Isoklinen vom idealen Verlauf (Messung).....	140
Abbildung A.7	Magnetfeld im Längsschnitt des Permanentmagnetings (Messung).....	140
Abbildung A.8	Schaltplan des Differenzverstärkers mit integriertem Tiefpassfilter.....	141
Abbildung A.9	Schaltplan des Differenzierers mit integriertem Tiefpassfilter	142

Tabellen

Tabelle 3.1	Spezifikation des AMR-Sensors LK40C von <i>SENSiTEC</i> [37]	31
-------------	--	----

Literaturverzeichnis

Bücher und Fachartikel

- [1] M. Thiemann, D. Strychik, D. Hobein: „Neue Konzepte der automatischen Leuchtweiteregelung auf Basis eines innovativen, induktiven Drehwinkelsensors“, Automobiltechnische Zeitschrift (ATZ) 100, S. 820 - 826, Vieweg Verlag, Wiesbaden, 1998
- [2] M. Mayer, D. Baader, A. Sedlmaier, H. Henninger: „Berührungsloser Drehwinkelsensor zur Fahrzeugniveauerfassung“, VDI-Berichte Nr. 1152, 1994
- [3] M. Nettelmann: „Untersuchung und Bewertung verschiedener Sensorprinzipien zur Messung des relativen Fahrzeugniveaus eines Pkws“, Diplomarbeit bei der Volkswagen AG, Universität Gesamthochschule Paderborn, Abteilung Fachhochschule Soest, 2000
- [4] R. Altsinger, M. Ersoy, M. Klank, H.-C. Reuss, J. Spratte, P. Strähle: „Integration eines Fahrzeugniveausensors in ein Gummilager eines Fahrwerklenkers“, 6. internationales Stuttgarter Symposium, S. 635 - 646, expert verlag, Renningen, 2005
- [5] H.-R. Tränkler, E. Obermeier: „Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft“, 1. Aufl., Springer-Verlag, Berlin u.a., 1998
- [6] G. Schnell: „Sensoren in der Automatisierungstechnik“, 2. Aufl., Vieweg Verlag, Braunschweig, 1993
- [7] E. Schiessle: „Sensortechnik und Messwertaufnahme“, 1. Aufl., Vogel Verlag, Würzburg, 1992
- [8] H. Herold: „Sensortechnik: Sensorwirkprinzipien und Sensorsysteme“, Hüthig Verlag, Heidelberg, 1993
- [9] H. R. Loos: „Systemtechnik induktiver Weg- und Kraftaufnehmer: Aufnehmer und Anschlussgeräte“, expert-Verlag, Ehningen bei Böblingen, 1992
- [10] P. Hauptmann: „Sensoren: Prinzipien und Anwendungen“, Hansa Verlag, München u.a., 1990
- [11] U. Dibbern: „Magnetoresistive Sensors“, Sensors – a comprehensive survey (Volume 5: Magnetic Sensors), S. 341 - 380, VCH-Verlag, Weinheim, 1989
- [12] W. Heywang: „Sensorik“, 4. Aufl., Springer Verlag, Berlin u.a., 1993
- [13] C. M. Schneider, K.-H. Müller, G. Gerlach: „EMSA 2000: European Conference on Magnetic Sensors and Actuators“, Dresdner Beiträge zur Sensorik – Band 13, w.e.b.-Universitätsverlag, Dresden, 2000
- [14] R. Steiner Vanha, H. Baltes: „Lateral and Vertical Hall Microsystems“, Sensors Update - Volume 8, S. 95 - 146, WILEY-VCH-Verlag, Weinheim, 2001
- [15] H. Schaumburg: „Sensoren“, Werkstoffe und Bauelemente der Elektrotechnik – Band 3, Teubner Verlag, Stuttgart, 1992

- [16] C. S. Roumenin: „Solid State Magnetic Sensors“, Handbook of Sensors and Actuators – Volume 2, Elsevier Verlag, Amsterdam, 1994
- [17] D. Nährmann: „Sensor-Praxis: Bauelemente und Schaltungen“, Franzis Verlag, München, 1990
- [18] T. Elbel: „Mikrosensorik: Eine Einführung in Technologie und physikalische Wirkungsprinzipien von Mikrosensoren“, Vieweg Verlag, Braunschweig, 1996
- [19] H. Reichl, R.-J. Ahlers u.a.: „Halbleitersensoren: Prinzipien, Entwicklungsstand, Technologien, Anwendungsmöglichkeiten“, expert-Verlag, Ehningen bei Böblingen, 1989
- [20] S. Middelhoek, S. A. Audet: „Silicon Sensors“, Academic Press Verlag, London u.a., 1989
- [21] S. Mengel: „XMR-Technologien“, Technologiefrüherkennung: Technologieanalyse Magnetismus - Band 2, VDI-Technologiezentrum Physikalische Technologien, Düsseldorf, 1997
- [22] H. Hauser: „Magnetoresistive Sensoren“, Elektrotechnik und Informationstechnik (e&i), 115. Jahrgang – Heft 7/8, S. 382 - 390, Springer-Verlag, Wien, 1998
- [23] H. Lemme: „Ein Modul für alle Strombereiche – Magnetoresistive Stromsensoren kompakt wie noch nie“, Elektronik 1999 - Heft 18, S. 71 - 79, WEKA Fachzeitschriften-Verlag, Poing, 1999
- [24] T. R. McGuire, R. I. Potter: „Anisotropic Magnetoresistance in Ferromagnetic 3d Alloys“, IEEE Transactions on Magnetics - Magazin 11, S. 1018 - 1038, 1975
- [25] B. Morten, M. Prudenziati: „Magnetoresistive thick-film sensors“, Handbook of Sensors and Actuators – Volume 1 (Thick Film Sensors), S. 229 - 243, Elsevier Verlag, Amsterdam, 1994
- [26] K. Dietmayer: „Magnetische Sensoren auf Basis des AMR-Effekts“, Technisches Messen, S. 269 - 279, Oldenbourg Verlag, München, 2001
- [27] H. Kittel, H. Siegle, U. May, P. Farber: „Magnetoresistive Kfz-Sensoren zur Erfassung von Weg, Winkel und Drehzahl“, 7. Symposium Magnetoresistive Sensoren, S. 36 - 45, SENSITEC, Wetzlar, 2003
- [28] C. P. O. Treutler: „Magnetic sensors for automotive applications“, Sensors and Actuators A91, Elsevier Verlag, Amsterdam, 2001
- [29] J. Wecker: „Neuartige GMR-Sensoren“, Projektabschlussbericht Magneto Elektronik, BMBF-Förderkennzeichen 13N7089/0, Siemens AG, Erlangen, 2001
- [30] S. Soloman: „Sensors Handbook“, McGraw-Hill Verlag, New York, 1998
- [31] C. Giebeler, T. Kuiper, J. B. A. van Zon: „Robust GMR Sensors for Automotive Applications“, Technisches Messen 68 – 5/01, Oldenbourg Verlag, 2001
- [32] H.-H. Gatzert, M. Schwalbe: „Technologie Giant Magnetoresistiver (GMR) Sensoren“, 4. SICAN-Herbsttagung, SICAN-Gruppe, 1997
- [33] C. Giebeler, J. J. M. Ruigrok, J. B. A. van Zon: „Single deposition GMR sensors for rotational speed sensing“, 11th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Transducers '01 – Eurosensors XV, S. 144 - 147, München, 2001

- [34] U. Loreit: „Magnetoresistive Winkelsensoren für extreme Einsatzbedingungen“, 4. Fachtagung Sensoren zum Messen mechanischer Größen im KFZ, Haus der Technik, Essen, 1999
- [35] F. Dettmann, U. Loreit: „Der Trick mit dem Dreh“, ElektronikPraxis – Heft 9, S. 104 - 106, Vogel Industrie Medien, Würzburg, 2001
- [36] M. Weser, A. Harmansa: „Novel Self-monitoring Magnetoresistive Sensor System for Automotive Angular Measurement Applications“, Society of Automotive Engineers - 2002-01-1079, S. 73 - 80, 2002
- [37] Spezifikation „LK 40C“, Version 1.2 vom 14. Juli 2000, <http://www.sensitec.com> (November 2003)
- [38] F. Jost, E. Schultheiss: „Magnetoresistive Sensoren für Automobilanwendungen“, VDI Berichte Nr. 1829 (Sensoren und Messsysteme 2004), S. 653 - 662, Düsseldorf, 2004
- [39] J. Schmitt: „FEM Simulationen in der MR-Sensorik“, 7. Symposium Magnetoresistive Sensoren, S. 146 - 156, SENSiTEC, Wetzlar, 2003
- [40] G. Lehner: „Elektromagnetische Feldtheorie für Ingenieure und Physiker“, 3. Aufl., Springer-Verlag, Berlin u.a., 1996
- [41] S. Blume: „Theorie elektromagnetischer Felder“, 4. Aufl., Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1994
- [42] H. Stöcker: „Taschenbuch mathematischer Formeln und moderner Verfahren“, 3. Aufl., Harri Deutsch Verlag, Frankfurt am Main, 1995
- [43] L. v. Wangenheim: „Aktive Filter“, 2. Aufl., Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1991
- [44] M. Seifart: „Analoge Schaltungen“, 6. Aufl., Verlag Technik, Berlin, 2003
- [45] J.E. Volder: „The CORDIC trigonometric computing technique“, IRE Transactions on Electronic Computers, Vol EC-8, Nr. 3, S. 330 - 334, Institute of Radio Engineers, New York, 1959
- [46] J. S. Walther J.S. „A unified algorithm for elementary functions“ Spring Joint Computer Conference (SJCC), S.379-385, 1971
- [47] R. Deliano: „Zahlenmühle“, ELRAD, Nr. 3, Bruchmann Medien Verlag, Weng, 1995
- [48] R. Andraka: „A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers“, FPGA 98, Monterey CA USA, 1998
- [49] R. Klinski: „Referenzdatenfreie Kanalschätzung für Multiträgerübertragung“, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der TU München, 2001
- [50] K. Dietmayer: „Magnetoresistive Sensorsysteme für Automobilanwendungen am Beispiel eines integrierten Winkelmeßsystems“, Technische Berichte des Fachbereichs Elektrotechnik und Informatik, Nr. 31, FH Hamburg, Hamburg, 1998
- [51] H. Reichmeyer: „Erfassung von Winkel und Positionen im Kfz“, elektronik industrie 7, S.35-38, Hüthig Verlag, Heidelberg, 1999

- [52] K. Dietmayer: „Integrated online diagnosis for AMR-based angular measurement systems“, Sensors and Actuators A91, Elsevier Verlag, Amsterdam, 2001

Wissenschaftliche Arbeiten, die vom Verfasser in Zusammenhang mit der vorliegenden Dissertation betreut wurden

- [53] A. Kolbe: „Untersuchung und Bewertung geeigneter Sensorprinzipien für einen in ein Fahrwerklenkerlager integrierten Fahrzeugniveausensor“, Studienarbeit am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, TU Dresden, 2002
- [54] T. Vollprecht: „Untersuchung und Bewertung geeigneter Konzepte der Modifikation der Sensorelektronik eines PLCD-Sensors mit dem Ziel der Generierung eines Geschwindigkeitssignals“, Studienarbeit am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, TU Dresden, 2003
- [55] C. Hermsdorf: „Programmierung eines Mikrocontrollers zur Berechnung des Magnetfeldwinkels aus den Brückenspannungen eines AMR-Sensors“, Studienarbeit am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, TU Dresden, 2003
- [56] C. Franck: „Untersuchung und Bewertung geeigneter Konzepte der Modifikation der Sensorelektronik eines AMR-Drehwinkelsensors mit dem Ziel der Generierung eines Winkelgeschwindigkeitssignals“, Studienarbeit am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, TU Dresden, 2003
- [57] T. Ramrath: „Aufbau eines dynamischen Hinterachsprüfstandes zur Ermittlung der Bewegungen eines Lenkerlagers“, Großer Beleg am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, TU Dresden, 2003
- [58] T. Ramrath: „Aufbau eines Versuchstandes zur Messung der Ausgangssignale eines AMR-Sensors in Abhängigkeit vom Magnetfeld in einem Gummi-Metall-Lager eines Fahrwerklenkers“, Diplomarbeit am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, TU Dresden, 2004
- [59] M. Scheerbaum: „Sensorelektronik eines anisotropen magnetoresistiven Fahrzeugniveausensors im Lenkerlager“, Diplomarbeit am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, TU Dresden, 2004

Schutzrechte

- [60] DE 101 48 202 C1: „Vorrichtung und Verfahren zur Bestimmung der Längsneigung eines Fahrzeugs und zur Leuchtweitenregulierung“, AUDI AG, Ingolstadt (DE), 28.09.2001
- [61] DE 197 32 964 A1: „Regelanordnung für die Leuchtweite eines Fahrzeugscheinwerfers“, Robert Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 31.07.1997
- [62] DE 197 30 414 A1: „Verfahren und Vorrichtung zur vorausschauenden Fahrbahnbeurteilung“, Adam Opel AG, Rüsselsheim (DE), 16.07.1997
- [63] DE 197 13 884 A1: „Verfahren zur Regelung von Leuchtweite und/oder Leuchtrichtung“, Robert Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 04.04.1997
- [64] DE 196 02 005 A1: „Vorrichtung zur automatischen Korrektur der Ausrichtung wenigstens eines Kraftfahrzeugscheinwerfers bei Lageänderungen des Fahrzeuges“, Valeo Vision, Bobigny (FR), 20.01.1996

-
- [65] DE 044 43 810 C2: „Einrichtung zur Niveauregelung von Fahrzeugen“, Mannesmann Sachs AG, Schweinfurt (DE), 09.12.1994
 - [66] DE 043 11 669 A1: „Einrichtung zum Einstellen von Scheinwerfern bei Fahrzeugen“, Robert Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 13.10.1994
 - [67] DE 041 17 540 A1: „Einrichtung zur Bestimmung von Nick- und Rollwinkel bei Kraftfahrzeugen“, Fraunhofer-Gesellschaft, München (DE), 29.05.1991
 - [68] EP 1 375 205 A2: „Sensor der Erfassung der Lage zweier relativ zueinander bewegter Teile“, Tyco Electronic AMP GmbH, Bensheim (DE), 12.06.2003
 - [69] DE 199 56 009 A1: „Verfahren zur Abstandsmessung und Sensor zur Durchführung des Verfahrens“, Continental AG, Hannover (DE), 20.11.1999
 - [70] DE 199 41 464 A1: „Induktiver Positionssensor“, Hella KG Hueck & Co, Lippstadt (DE), 01.09.1999
 - [71] DE 199 18 404 A1: „Höhensensor und Gerät zum Einstellen der Strahlachse eines Fahrzeugscheinwerfers“, Denso Corp., Kariya Aichi (JP), 22.04.1999
 - [72] DE 038 39 175 A1: „Lastsensor“, Fichtel & Sachs AG, Schweinfurt (DE), 19.11.1988
 - [73] DE 198 31 248 A1: „Sensoranordnung an einer Radaufhängung für ein Fahrzeug“, DaimlerChrysler AG, Stuttgart (DE), 11.07.1998
 - [74] DE 197 01 704 A1: „Vorrichtung zur Angabe des Niveaus einer Fahrzeugachse“, Mannesmann VDO AG, Frankfurt (DE), 21.01.1997
 - [75] EP 0 447 017 A1: „Linear sensor with concentric slider and housing“, BORG-WARNER-AUTOMOTIVE Inc., Michigan (US), 09.01.1991
 - [76] EP 0 592 849 A1: „Linear position sensor“, NARTRON Corp., Reed City MI (US), 10.01.1990
 - [77] DE 196 52 988 C2: „Winkelsensor“, helag-electronic GmbH, Nagold (DE), 19.12.1996
 - [78] DE 199 32 726 A1: „Vorrichtung zum Abfühlen der Relativposition zweier Teile“, helag-electronic GmbH, Nagold (DE), 14.07.1999
 - [79] WO 1997 014 935 A2: „Position sensor“, Scientific Generics Limited, Harston (GB), 17.10.1996
 - [80] EP 0 323 094 B1: „High resolution digital suspension position sensor for automotive vehicle“, Ford Motor Company Limited, Brentwood Essex (GB), 19.12.1988
 - [81] DE 199 28 624 C2: „Fahrwerksteuerung“, S. Hillenbrand, Albstadt (DE), 23.06.1999
 - [82] DE 100 20 764 A1: „Berührungslose Abstandsermittlung zwischen Achse und Aufbau eines Fahrzeugs“, Mannesmann Sachs AG, Schweinfurt (DE), 27.04.2000
 - [83] WO 2000 027 658 A1: „Suspension control unit and control valve“, Kenmar Company Trust, Solana Beach CA (US), 11.11.1999
 - [84] DE 197 54 524 A1: „Wegsensor“, Mannesmann VDO AG, Frankfurt (DE), 09.12.1997
 - [85] EP 0 829 407 B1: „Kolben/Zylinder-Anordnung“, WABCO GmbH & Co. OHG, Hannover (DE), 02.07.1997

- [86] DE 042 37 214 A1: „Radabstützung“, Robert Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 04.11.1992
- [87] DE 042 20 801 A1: „Wegmeßsystem für eine Fahrwerkregelung“, Robert Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 25.06.1992
- [88] DE 041 12 276 C2: „Sensor zur Messung der Position eines Dämpfungskolbens in einem Dämpferzylinder eines Schwingungsdämpfers“, August Bilstein GmbH & Co KG, Ennepetal (DE), 15.04.1991
- [89] DE 041 07 290 C1: „Federbein für ein Fahrwerk für Kraftfahrzeuge“, August Bilstein GmbH & Co KG, Ennepetal (DE), 07.03.1991
- [90] DE 034 20 666 C2: „Niveaugeber“, Mannesmann Rexroth GmbH, Lohr (DE), 02.06.1984
- [91] EP 0 039 181 B1: „Displacement measuring transducers and their use for sensing vehicle suspension displacements“, LUCAS Industries, Birmingham (GB), 16.04.1981
- [92] DE 103 25 624 B3: „Luftfeder mit Niveaumesseinrichtung“, ContiTech Luftfedersysteme GmbH, Hannover (DE), 06.06.2003
- [93] EP 1 295 737 A2: „Bestimmung von Federhöhe und Druck in Federelementen, insbesondere Luftfedern, für Fahrzeuge“, KNORR-BREMSE Systeme für Nutzfahrzeuge GmbH, München (DE), 23.09.2002
- [94] DE 101 51 593 A1: „Abstands- und Druckmessung innerhalb einer Luftfeder“, Continental AG, Hannover (DE), 18.10.2001
- [95] DE 100 25 631 B4: „Verfahren und Vorrichtung zur hochgenauen Niveau-Messung in einer Kraftfahrzeug-Luftfeder“, Continental AG, Hannover (DE), 24.05.2000
- [96] DE 100 23 622 A1: „Kraftfahrzeug-Luftfeder mit integriertem Niveausensor“, Continental AG, Hannover (DE), 13.05.2000
- [97] EP 0 984 191 A1: „Luftfeder mit Ultraschall-Höhenmeßeinrichtung“, ContiTech Luftfedersysteme GmbH, Hannover (DE), 24.08.1999
- [98] DE 199 02 768 C1: „Einrichtung zum Halten eines Sensors in einem Innenraum einer Luftfederbalgenanordnung“, Haldex Brake Products GmbH, Heidelberg (DE), 25.01.1999
- [99] DE 039 24 228 C2: „Einrichtung zur Niveauregelung eines Fahrzeuges“, Monroe Auto Equipment Co., Monroe MI (US), 21.07.1998
- [100] DE 198 20 877 A1: „Berührungslose Abstands- und Druckmessung innerhalb einer Luftfeder“, ContiTech Luftfedersysteme GmbH, Hannover (DE), 09.05.1998
- [101] DE 198 11 982 A1: „Ultraschall-Luftfeder“, Microsonic Gesellschaft für Mikroelektronik und Ultraschalltechnik mbH, Dortmund (DE), 19.03.1998
- [102] US 6 032 535 A1: „Arrangement for making contactless distance and pressure measurements within an air spring“, ContiTech Luftfedersysteme GmbH, Hannover (DE), 13.01.1998
- [103] DE 042 43 530 C2: „Luftfeder mit einem Rollbalg und einem Höhensensor“, Continental AG, Hannover (DE), 22.12.1992

-
- [104] DE 038 21 569 C2: „Fahrwerks- und Antriebsstrangbeeinflussung für schlechte Fahrstrecke“, MAN Nutzfahrzeuge AG, München (DE), 25.06.1988
- [105] DE 035 33 838 A1: „Vorrichtung zur Messung und Umsetzung physikalischer in elektrische Größen“, Robert Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 23.09.1985
- [106] DE 044 36 441 A1: „Verfahren zur Steuerung eines Kraftfahrzeugfahrwerks“, Fichtel & Sachs AG, Schweinfurt (DE), 13.10.1994
- [107] DE 039 08 544 A1: „Lastsensor für ein Kraftfahrzeug“, VDO Adolf Schindling, Frankfurt (DE), 16.03.1989
- [108] US 6 446 980 B1: „Device for determining the distance between vehicle body and vehicle wheel“, DaimlerChrysler AG, Stuttgart (DE), 04.02.2000
- [109] DE 198 60 400 A1: „Verfahren zur Bereitstellung einer die Längsneigung eines Fahrzeugs darstellenden Größe“, Robert Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 28.12.1998
- [110] DE 103 06 257 A1: „Neigungswinkelmesseinrichtung“, Mitsubishi Denki K.K., Tokio (JP), 14.02.2003
- [111] DE 199 08 482 A1: „Vorrichtung zum Verstellen der Neigung eines Scheinwerfers eines Kraftfahrzeugs“, Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 26.02.1999
- [112] DE 199 04 908 C2: „Einrichtung zur Abstandsbestimmung zwischen Fahrzeugaufbau und Fahrzeugrad“, DaimlerChrysler AG, Stuttgart (DE), 06.02.1999
- [113] DE 197 43 670 A1: „Einrichtung zur Regelung der Leuchtweite von Scheinwerfern von Fahrzeugen“, Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 02.10.1997
- [114] DE 044 46 593 A1: „Sensorsystem“, Bosch GmbH, Stuttgart (DE), 24.12.1994
- [115] WO 2003 008 819 A1: „Ball joint with integrated angle sensor“, ZF Lemförder Metallwaren AG, Lemförde (DE), 19.06.2002
- [116] DE 101 10 738 C1: „Kugelgelenk, Vorrichtung zum Steuern von Betriebsparametern eines Kraftfahrzeuges, Lenkgestänge, Spurstange sowie Verfahren zur Herstellung eines Kugelgelenks“, Berger, Boehringer + Partner GmbH, Leinfelden-Echterdingen (DE), 01.03.2001
- [117] DE 043 09 226 A1: „Fahrzeugniveaugeber“, Hella KG Hueck & Co, Lippstadt (DE), 23.03.1993
- [118] DE 102 19 533 A1: „Anordnung zur Niveausensierung an einem Kraftfahrzeug“, Volkswagen AG, Wolfsburg (DE), 02.05.2002
- [119] DE 102 21 873 A1: „Gummilager mit Einfederungssensor“, ZF Lemförder Metallwaren AG, Lemförde (DE), 15.05.2002
- [120] DE 044 29 856 C1: „Vorrichtung zum Erkennen des Fahrzeugniveaus“, Mercedes-Benz AG, Stuttgart (DE), 23.08.1994

Formelzeichen und Abkürzungen

Formelzeichen

Symbol	Bedeutung	SI-Einheit	verwendete Einheiten	
			Zeichen	Name
\vec{A}	magnetisches Vektorpotenzial	$\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$	$= \text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$	
\vec{B}	magnetische Flussdichte	$\text{kg} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$	$= \text{T} = \text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-2}$	Tesla
\vec{H}	magnetische Feldstärke	$\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$		
\vec{M}	Magnetisierung	$\text{kg} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$	$= \text{T} = \text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-2}$	Tesla
\vec{S}	elektrische Stromdichte	$\text{A} \cdot \text{m}^{-2}$		
B_0	magnetische Flussdichte bei $x=x_0$ & $y=y_0$	$\text{kg} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$	$= \text{T} = \text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-2}$	Tesla
C	elektrische Kapazität	$\text{A}^2 \cdot \text{s}^4 \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{m}^{-2}$	$= \text{F} = \text{A} \cdot \text{s} \cdot \text{V}^{-1}$	Farad
$\underline{G}(s)$	Übertragungsfunktion	1		
$H_{\text{Anisotropie}}$	Anisotropiefeldstärke	$\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$		
$H_{\parallel} / H_{\perp}$	Komponente der magnetischen Feldstärke parallel / senkrecht zur leichten Achse	$\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$		
$M_{P,0}$	Magnetisierung des Permanentmagnetrings	$\text{kg} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$	$= \text{T} = \text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-2}$	Tesla
L_{Lenker}	wirksame Lenkerlänge	m		
Q	Güte	1		
R	elektrischer Widerstand	$\text{kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-3}$	$= \Omega$	Ohm
$R_{\parallel} / R_{\perp}$	elektrischer Widerstand bei Ausrichtung der Sättigungsmagnetisierung parallel / senkrecht zur leichten Achse des AMR-Sensorelements	$\text{kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-3}$	$= \Omega$	Ohm
R_0	mittlerer elektrischer Widerstand des AMR-Sensorelements	$\text{kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-3}$	$= \Omega$	Ohm
ΔR	Betrag der maximalen Änderung des elektrischen Widerstands des AMR-Sensorelements	$\text{kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-3}$	$= \Omega$	Ohm
U	elektrische Spannung	$\text{kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{s}^{-3}$	$= \text{V}$	Volt
f	Frequenz	s^{-1}	$= \text{Hz}$	Hertz
i^2	imaginäre Einheit	-1		
k	Maßstab der Grundform des Magnetfeldes			
p	Polpaarzahl	1		
r_a	Außenradius des Permanentmagnetrings	m		
r_i	Innenradius des Permanentmagnetrings	m		
s	Laplace-Operator	s^{-1}		
z_{Rad}	vertikale Radposition	m		

Symbol	Bedeutung	SI-Einheit	verwendete Einheiten	
			Zeichen	Name
α / β	Magnetfeldrichtungswinkel im kartesischen / zylindrischen Koordinatensystem	rad	$= 180^\circ \cdot \pi^{-1}$	Grad
γ	Winkel zwischen elektrischem Strom und Sättigungsmagnetisierung	rad	$= 180^\circ \cdot \pi^{-1}$	Grad
μ_0	Permeabilität des Vakuums ($= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ V} \cdot \text{s} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$)	$\text{kg} \cdot \text{m}^3 \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-2}$	$= \text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$	
μ_r	relative Permeabilität	1		
ρ_m	magnetische Raumladungsdichte	$\text{kg} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$	$= \text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-3}$	
ρ	spezifischer elektrischer Widerstand	$\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-3}$	$= \Omega \cdot \text{m}$	
$\rho_{\parallel} / \rho_{\perp}$	spezifischer elektrischer Widerstand parallel / senkrecht zur Sättigungsmagnetisierung	$\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-3}$	$= \Omega \cdot \text{m}$	
τ	Gruppenlaufzeit	s		
ψ	magnetisches Skalarpotenzial	A		
ω	Kreisfrequenz	s^{-1}		
x, y, z	kartesische Koordinaten			
r, ϕ , z	zylindrische Koordinaten			

Index	Bedeutung
M	Magnetisierungsprozess
P	Permanentmagnetring
S	AMR-Sensor
S0	AMR-Sensor im entspannten Gummilager
D	Differenzierer (mit integriertem Tiefpassfilter)
V	(Differenz-)Verstärker (mit integriertem Tiefpassfilter)
SIN	SIN-Brücke des AMR-Sensors
COS	COS-Brücke des AMR-Sensors
a	außerhalb des Permanentmagnetrings
i	innerhalb des Permanentmagnetrings
x / y / z	Komponente in Richtung der x- / y- / z-Achse des kartesischen Koordinatensystems
r / ϕ / z	Komponente in Richtung der r- / ϕ - / z-Achse des zylindrischen Koordinatensystems

Abkürzungen

<u>Abkürzung</u>	<u>Bedeutung</u>
AMR	<u>a</u> nisotropic <u>m</u> agneto <u>r</u> esistance (Anisotroper Magnetowiderstand)
ASIC	<u>a</u> pplication <u>s</u> pecific <u>i</u> ntegrated <u>c</u> ircuit
CMOS	<u>c</u> omplementary <u>m</u> etal- <u>o</u> xide <u>s</u> emiconductor
CMR	<u>c</u> olossal <u>m</u> agneto <u>r</u> esistance (Kolossaler Magnetowiderstand)
CORDIC	<u>c</u> oordinate <u>r</u> otation <u>d</u> igital <u>c</u> omputer
ECE	<u>E</u> conomic <u>C</u> ommission for <u>E</u> urope
EMV	<u>e</u> lektro <u>m</u> agnetische <u>V</u> erträglichkeit
FEM	<u>f</u> inite <u>E</u> lemente <u>M</u> ethode
FET	<u>F</u> eldeffekt <u>t</u> ransistor
FPGA	<u>f</u> ield <u>p</u> rogrammable <u>g</u> ate <u>a</u> rrays
GMI	<u>g</u> iant <u>m</u> agneto <u>i</u> mpedance (Riesenmagnetoimpedanz)
GMR	<u>g</u> iant <u>m</u> agneto <u>r</u> esistance (Riesenmagnetowiderstand)
LMT	<u>l</u> ateral <u>M</u> agneto <u>t</u> ransistor
LSB	<u>l</u> ast <u>s</u> ignificant <u>b</u> it
LVDT	<u>l</u> inear <u>v</u> ariable <u>d</u> isplacement <u>t</u> ransducer
MID	<u>m</u> olded <u>i</u> nterconnected <u>d</u> evice
Pkw	<u>P</u> ersonenkraft <u>w</u> agen
PLCD	<u>p</u> ermanentmagnetic <u>l</u> inear <u>c</u> ontactless <u>d</u> isplacement
PWM	<u>p</u> uls <u>w</u> eiten <u>m</u> oduliert
SQUID	<u>s</u> uperconductivity <u>q</u> uantum <u>i</u> nterference <u>d</u> evice
TMR	<u>t</u> unneling <u>m</u> agneto <u>r</u> esistance (Tunnelmagnetowiderstand)
VMT	<u>v</u> ertikaler <u>M</u> agneto <u>t</u> ransistor
zul.	<u>z</u> ulässig

Lebenslauf

Persönliche Daten:

Name	Peter Strähle
Geburtsdatum	14.05.1975
Geburtsort	Berlin

Schulbildung:

1981 - 1983	1. Polytechnische Oberschule, Berlin-Lichtenberg
1983 - 1985	41. Polytechnische Oberschule, Berlin-Hellersdorf
1985 - 1990	1. Polytechnische Oberschule, Berlin-Hellersdorf
1990 - 1994	Max-Reinhardt-Oberschule (Gymnasium), Berlin-Hellersdorf

Wehrdienst:

07/1994 - 07/1995 Grundwehrdienst

Studium:

10/1995 - 03/2001	Technische Universität Dresden
Studiengang:	Elektrotechnik
Studienrichtung:	Feinwerktechnik
Studienschwerpunkt:	Entwicklung und Konstruktion
Grundpraktikum:	Siemens AG, Berlin
Fachpraktikum:	Center for Magnetic Recording Research, Department of Mechanical and Aerospace Engineering, University of California San Diego, San Diego, CA, USA
Studienarbeitsthema:	Entwicklung eines Kombiwandlers für Baugruppen der Netzabschlusstechnik (ISDN)
Diplomarbeitsthema:	Schrittmotorkleinstantriebe für ein Zoomobjektiv
Abschluss:	Diplomingenieur (Dipl.-Ing.)

Beruflicher Werdegang:

07/2001 - 10/2004	Doktorand, Volkswagen AG, Vorentwicklung Fahrwerk, Wolfsburg
11/2004 - 12/2004	wissenschaftlicher Mitarbeiter, Technische Universität Dresden, Fakultät Verkehrswissenschaften „Friedrich List“, Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrzeuge, Lehrstuhl für Fahrzeugmechatronik
seit 01/2005	Geschäftsführer, TraceTronic GmbH, Dresden